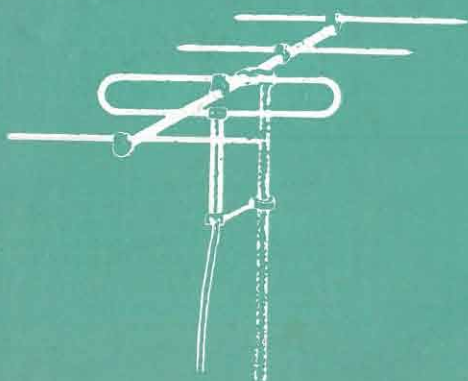
TV

l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

Anno XXVI - Ottobre 1954

NUMERO 10

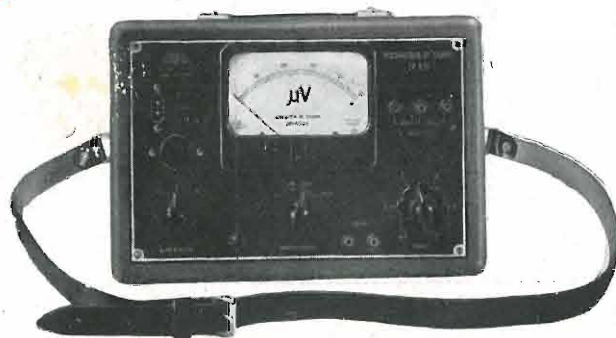
LIRE 250

... un buon controllo per un'installazione ottima ...

La UNA presenta il

MISURATORE DI CAMPO

per TV ed FM

Modello EP 531

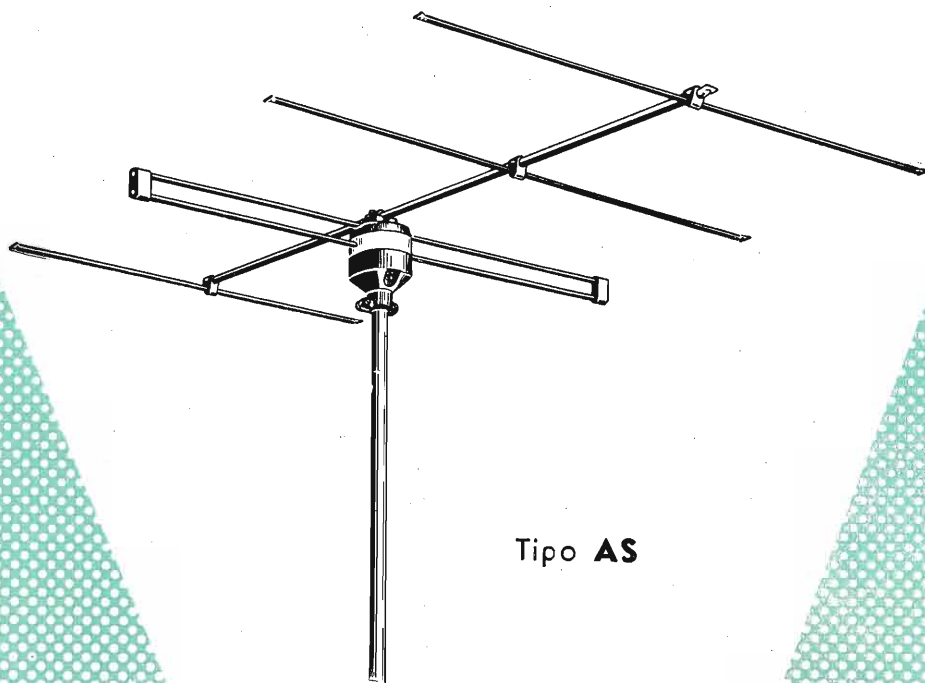
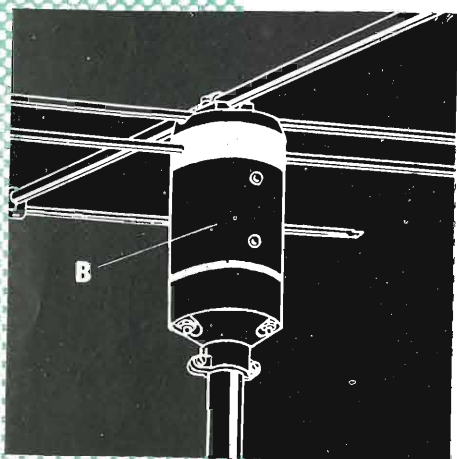
UNA s.r.l.

APPARECCHI RADIOELETTRICI

MILANO

VIA COLA DI RIENZO 53A - TEL. 474060.474105 - C. C. 395672 -

.. un'altra novità

"Lionello Napoli"

antenna per TV "coassiale"

Tipo **AS**

VANTAGGI

- L'Antenna tipo AS è prevista per linea di discesa in CAVO COASSIALE DA 60 - 75 ohm che è quello che presenta le minime perdite (attenuazione appena 13 dB per 100 metri a 200 MHz!). Quindi MASSIMO RENDIMENTO.

- L'adattamento di impedenza è ottenuto mediante un adattatore bilanciato - sbilanciato a minima perdita contenuto nella testa cilindrica dell'antenna, ed al quale vengono collegati i terminali del cavo coassiale. Essendo la testa a chiusura ermetica, viene sottratto all'AZIONE DEGLI AGENTI ATMOSFERICI un punto delicatissimo dell'antenna, la morsettiera di attacco della linea di discesa. Quindi MASSIMA DURATA.

- Il cavo coassiale scende ALL'INTERNO del tubo verticale di sostegno che, oltre a proteggerlo, rende superflue altre forme di ancoraggio. Quindi MASSIMA SEMPLICITA'.

- Alla testa cilindrica può essere aggiunta, in qualunque momento, una sezione intermedia cilindrica (contrassegnata B nella figura accanto), contenente un "booster" (o preamplificatore d'antenna) per la ricezione nelle zone marginali. Quindi MASSIMA FLESSIBILITA' DI IMPIEGO.

LIONELLO NAPOLI

MILANO - VIALE UMBRIA, 80 - TEL. 573.049

Agente di Vendita esclusivo per l'Italia e Estero

R.A.R.T.E.M. s.r.l.

La Nostra Televisione

Per poter giudicare o comunque esprimere un parere su un dato argomento è saggio non attenersi esclusivamente ad apprezzamenti assoluti bensì accostarlo o paragonarlo ad argomenti simili di altre provenienze.

Il migliore e più obiettivo giudizio sulla nostra TV si può esprimere solo dopo un attento (non superficiale) esame portante applicazione della tecnica elettronica.

Ho avuto occasione di trascorrere negli U.S.A. lo scorso mese di Settembre ed ha voluto seguire quotidianamente con attento spirito critico, lo svolgimento dei numerosi programmi in varie città americane, New York compresa.

Dico subito che la qualità tecnica attuale (dico attuale perchè nell'ultimo mio incontro con la TV americana circa 3 anni or sono la qualità mi era sembrata migliore) delle ricezioni TV è sensibilmente inferiore alla nostra.

Ho detto con intenzione «qualità delle ricezioni» perchè la qualità delle trasmissioni (osservate ai monitori di controllo in R.F.) è altrettanto buona quanto quella delle nostre.

Le cause di questa mediocre qualità delle immagini ricevute dipende da parecchie cause.

Anzitutto la banda passante, già inferiore alla nostra, dello standard americano (4 MHz) non è mai pienamente rispettata dai costruttori principalmente per la forzata rapidità dei collaudi a causa dell'elevata produzione giornaliera dei televisori (dai 3 ai 4 apparecchi al minuto in parecchie grandi fabbriche.

La larghezza di banda media va dai 2 ai 2,5 MHz nell'80% dei televisori americani.

Una seconda causa (e questa è forse la predominante) di cattiva qualità delle immagini è dovuta all'installazione dell'apparecchio e dell'antenna che deve soddisfare ad un tempo alle esigenze di ricezione di tutti i 12 canali TV commutabili al selettore del televisore per la scelta delle varie stazioni ricevibili in quella data località.

In genere non ve ne sono mai meno di 3; ma in New York se ne possono ricevere anche 6.

Imperfetti adattamenti d'impedenza, variabili a seconda del canale ricevuto e riflessioni od immagini multiple pure variabili con la commutazione dei canali, fanno sì che i vari programmi ricevuti siano di qualità molto diversa.

Se a ciò aggiungiamo numerosi disturbi interferenziali di vario genere che affliggono le ricezioni TV (frequentissimi disturbi reciproci fra i numerosissimi televisori che si trovano in una stessa località) è facile comprendere come la qualità media delle immagini TV in America sia piuttosto mediocre. E' logico, comunque, che con un'installazione molto curata ed un televisore di classe, in località scevra da disturbi, si possono ottenere immagini di ottima qualità.

Circa la qualità e genere dei programmi sotto il profilo del gusto e dell'arte, occorre anzitutto non dimenticare che la TV in America è essenzialmente commerciale pubblicitaria.

Ciò... giustifica tutta quella sequela di annunci e presentazioni pubblicitarie dei più disparati prodotti, che troppo sovente si inseriscono in una scena in corso di trasmissione interrompendola nel più bello per decantare le doti di quella tale liscivia o di quel tale dentifricio che offrono il programma stesso.

Devo dichiarare con mia grande soddisfazione come italiano, che in generale le qualità artistiche e di allestimento dei programmi americani da qualsiasi rete prevengano (visono 5 grandi reti generatrici di programmi che alimentanto l'ottanta per cento dei trasmettitori TV), sono decisamente inferiori alla nostra media.

Anche i film, che soverchiano ogni altra trasmissione e non sono tra l'altro tecnicamente bene trasmessi, sono di dubbio gusto e quasi esclusivamente di genere poliziesco od avventuroso.

Tali film sono tutti a catena in episodi successivi ed occupano talvolta il 70% del tempo di trasmissione giornaliero.

In certi sabati o domeniche ho visto 6 o 7 di tali film trasmessi da una sola stazione.

Una certa giustificazione della scarsa qualità e cura nell'allestimento dei programmi, può trovarsi quando si pensi che in generale le emittenti TV iniziano il loro funzionamento alle 8 di mattina e continuano a trasmettere ininterrottamente sino alle una di notte. Per riempire tale enorme tempo di trasmissione non vi è che il film: la TV americana divora i film e sono sorte numerose imprese commerciali che producono a getto continuo catene di film per TV della durata ciascuno di circa 30-40 minuti.

La parte migliore delle trasmissioni TV americane sono le rare riprese di discreti varietà dallo studio ed i reportage diretti di avvenimenti sportivi, politici o d'attualità.

Lo sport particolarmente è abbondante e di grande interesse pubblico: il base-ball, il rugby e la boxe trattengono decine di milioni di spettatori dinanzi agli schermi TV.

Ho parlato sinora... male della TV americana, e per contrasto inevitabile, bene della nostra, posta a diretto favorevole confronto.

Ciò, se anche ci permette di inorgoglirci particolarmente perchè siamo appena agli inizi e manchiamo ancora di qualche esperienza che altri hanno avuto modo di accumulare in anni di esercizio, non ci deve peraltro far dormire sugli allori.

Anche noi abbiamo parecchie pecche che presto dovranno scomparire nella continua evoluzione... in meglio dei programmi della R.A.I.

Oggi noi già deteniamo un ambito primato: non sciupiamolo quindi, ma cerchiamo di migliorarlo per confermare le doti artistiche e di buon gusto del popolo italiano.

A. BANFI

La Sezione

(parte terza)

dott. ing. Antonio Nicolich

5. - LIMITAZIONI IMPOSTE DALLE ALTISSIME FREQUENZE

La tecnica delle alte frequenze riguardanti la televisione deve orientarsi principalmente sui seguenti tre elementi: 1) limitazioni dovute ai tubi elettronici — 2) effetto del tempo transito elettronico — 3) uso di linee risonanti come elementi circuitali. Esaminiamo brevemente e separatamente ciascuno di essi.

5.1. - Limitazioni dovute ai tubi elettronici.

Alle altissime frequenze i tubi elettronici devono essere considerati come parti integranti dei circuiti, a motivo delle loro capacità interelettrodiche e delle induttanze dei loro conduttori. L'importanza delle capacità interelettrodiche è evidente, poichè, dato le altissime frequenze, le capacità di accordo dei circuiti sintonizzati sono piccolissime e dell'ordine di grandezza di quelle presentate dai tubi elettronici. Le induttanze dei conduttori valvolari possono avere reattanze apprezzabili oltre i 100 MHz e quindi alterare le caratteristiche dei circuiti associati. Per es. un tratto di conduttore lungo 4 cm e del diametro di 1 mm ha una induttanza di circa 0,1 μH; alle basse frequenze la sua reattanza è trascurabile; a 10 MHz (30 m) diviene 6,3 Ω, a 100 MHz diviene 63 Ω, valore sufficiente a conferire al conduttore le proprietà di una bobina di arresto RF. Inoltre l'induttanza di un conduttore catodico è comune ai circuiti di griglia e di placca, il che porta ad effetti di reazione degenerativa. Al limite non impiegando capacità esterna e riducendo l'induttanza a un conduttore rettilineo connesso fra griglia e placca, la frequenza massima del tubo è determinata dalla risonanza del tubo stesso, che diviene equivalente a un circuito ultra-audion costituito dai conduttori di griglia e placca in parallelo con le capacità interelettrodiche. E' stato perciò necessario costruire tubi per alte frequenze di dimensioni ridotte provvisti di conduttori interni più brevi possibile e più grossi possibile, sprovvisti di zoccoli (gli elettrodi fanno capo a conduttori che escono direttamente dal bulbo).

Si dimostra opportuna la disposizione dei tubi in controfase, perchè le rispettive capacità risultano in serie e quindi si dimezzano.

5.2 - Effetto del tempo di transito.

Il tempo impiegato dagli elettroni emessi dal catodo per raggiungere l'anodo in un tubo normale è di circa 1 millesimo di microsecondo. Tale tempo è del tutto trascurabile alla frequenza della normale radiodiffusione circolare, ma rappresenta il 10 % di un periodo a 100 MHz ed una percentuale maggiore del periodo di oscillazioni a frequenze superiori a 100 MHz. In tali condizioni il rendimento di un tubo diminuisce notevolmente. Una delle conseguenze più importanti del tempo di transito è la conseguente riduzione della resistenza di entrata del tubo, la quale viene a mettersi in derivazione sull'impedenza del circuito esterno di ingresso connesso fra griglia e catodo. Infatti la capacità del tubo è percorsa da una corrente fra griglia e catodo proporzionale alla frequenza del segnale applicato. Alle basse frequenze la corrente capacitiva anticipa sulla tensione del segnale applicato in griglia. Per frequenze molto alte per le quali il tempo di transito non è trascurabile, il flusso elettronico alla griglia ritarda rispetto alla normale corrente capacitiva di griglia. Ne consegue che la corrente di griglia dovuta al segnale può risultare in fase con la tensione applicata, e la impedenza di entrata del tubo ne risulta abbassata. La riduzione in parola è notevolissima, per es. un normale pentodo octal americano tipo 6SK7 presenta una resistenza c.a. di entrata di 0,12 MΩ a 10 MHz, e di 500 Ω a 150 MHz. Pure i tubi miniatura, per quanto in minor grado, risentono dell'effetto del tempo di transito: così un pentodo miniatura (senza zoccolo) tipo mericano 6AK5 ha una resistenza di ingresso di 0,3 MΩ a 10 MHz, la quale si riduce a 2 kΩ a 150 MHz.

5.3. - Linee risonanti come elementi circuitali.

Alle altissime frequenze i circuiti accordati sono spesso costituiti con tronchi di linee risonanti, anzichè di capacità e induttanze concentrate. Ciò perchè i circuiti a costanti concentrate presentano sempre delle capacità parassite, che non possono essere ulteriormente ridotte, e che porterebbero a valori di induttanza eccessivamente piccola e di Q troppo basso, per risuonare alle frequenze molto alte. Le linee risonanti presentano un Q (coeff. di risonanza, o fattore di merito, o coefficiente di sovratensione) e un'impedenza di entrata sufficientemente alti, con lunghezze di conduttori brevi ma

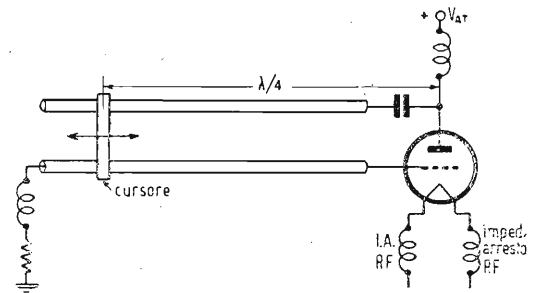



Fig. 13. - Oscillatore ultraudion a linea risonante.

praticamente realizzabili. La fig. 13 rappresenta un'oscillatore ultra-audion che fa uso di una linea in quarto d'onda connessa tra griglia e placca come circuito risonante. Il cursore di corto circuito fra i due rami della linea viene disposto in modo da ottenere la desiderata frequenza, infatti spostandolo lungo la linea si varia la lunghezza dell'onda generata.

Quest'ultima è determinabile moltiplicando per 4 la lunghezza della linea compresa fra il tubo ed il cursore. Le linee sono generalmente costituite da tubi argentati per ridurre la resistenza e l'effetto pelle, che alle frequenze molto alte fa sì che la corrente non sia uniformemente distribuita nella sezione del conduttore, ma presenti un massimo di densità nella zonaperiferica di esso.

6. - IMMAGINI FANTASMA E FIGURE D'INTERFERENZA

Indipendentemente dalla bontà del progetto della sezione RF di un televisore, sul tubo catodico possono apparire due o più immagini parzialmente sovrapposte, di cui una generalmente più intensa delle altre. In simili condizioni si dice che si è in presenza di « immagini fantasma » o spettri o di « riflessioni ». Si possono dare alcune semplici indicazioni per aiutare ad individuare l'origine di siffatti disturbi. Le cause che producono i « fantasmi » sono molteplici. Una linea di trasmissione dall'antenna al ricevitore lunga oltre 12 m, se non propriamente terminata sulla sua impedenza caratteristica, diventa sede di onde riflesse da un estremo all'altro, originando immagini fantasma.

Immagini riflesse possono pure generarsi quando il segnale originale trasmesso arriva al ricevitore per due vie: una diretta e l'altra per riflessione sopra un ostacolo interposto

di Accordo a Radio Frequenza

Limitazioni imposte dalle altissime frequenze - Limitazioni dovute ai tubi elettronici - Effetto del tempo di transito - Linee risonanti come elementi circuitali - Immagini fantasma e figure d'interferenza - Battimento intercarrier - Frequenza immagine - Disturbi dovuti alla rumorosità dei resistori.

fra il trasmettitore ed il ricevitore, l'onda riflessa percorre un cammino più lungo dell'onda diretta, perciò arriva all'antenna ricevente con un leggero ritardo rispetto alla prima, provocando la formazione di una seconda immagine. Misurando l'entità dello spostamento delle due figure sul tubo ricevente, è agevole risalire alla maggior lunghezza del cammino percorso dall'onda riflessa e talvolta anche alla posizione dell'ostacolo che ha provocato la riflessione. Gli ostacoli che maggiormente provocano segnali indiretti sull'antenna ricevente, sono quelli posti dietro di essa, cioè dalla parte opposta del trasmettitore rispetto al ricevitore (che si trova in mezzo fra l'emittente e l'ostacolo) quando la distanza dell'ostacolo all'antenna ricevente è uguale a $d/2$, essendo d la misura del maggior cammino percorso dall'onda indiretta rispetto a quella diretta. Un rimedio assai efficace in questo caso è di disporre un riflettore dietro al dipolo ricevente. Il segnale riflesso può arrivare in fase o sfasato rispetto al segnale diretto al ricevitore, analogamente alla riflessione lungo al linea di trasmissione. La ricezione di un'onda RF modulata con segnale rettangolare dà luogo ad effetti di sovrapposizione, come indicato in fig. 14, quando il segnale riflesso è sfasato di 180° rispetto a quello diretto, il fenomeno è lo stesso di quello che si ha alla fine di una linea di trasmissione a circuito aperto e conseguente alla sovrapposizione dell'onda diretta e dell'onda riflessa in opposizione di fase; in tal caso l'intensità di punta del segnale risultante conserva il valore che avrebbe il solo segnale diretto.

Mediamente il segnale riflesso è sfasato di 90° rispetto al segnale diretto, per cui si ha un aumento deciso dell'intensità del segnale ricevuto. Poichè la durata della scansione di una riga orizzontale al netto del tempo di soppressione orizzontale è di 53,5 μsec, si può calcolare il tempo addizionale impiegato dall'onda riflessa misurando lo spostamento X fra l'immagine diretta e quella riflessa, la larghezza l dell'immagine, con la formula

$$t = 53{,}5 \frac{X}{l} \qquad (20)$$

Noto t si risale allo spazio supplementare d percorso in più dall'onda riflessa con la:

$$d = vt = 300 \,.\, 10^{\cdot} \,.\, 53{,}5 \,.\, 10^{-6} \frac{X}{l} \approx 16 \frac{X}{l} \qquad (21)$$

Individuata la distanza dell'ostacolo, non sarà difficile individuare anche l'ostacolo e, se questo può essere asportato, anche la riflessione sarà eliminata, ma tale possibilità è quasi sempre da escludersi.

Il valore di d determinato con la (21) è valido per tutti i punti che si trovano sopra un'ellisse avente per fuochi le antenne trasmittenti e riceventi.

Un'altra forma di disturbo assai comune è quella dovuta ad interferenze con frequenza di battimento, che nella pratica radiofonica si manifesta come un fischio. Sullo schermo di un televisore le frequenze di battimento inferiori alle frequenze di riga (15625 Hz) appaiono come barre orizzontali, mentre le frequenze di battimento superiori a 15625 Hz appaiono come linee verticali. E' assai più facile che si abbiano interferenze a struttura lineare verticale, piuttosto che barre orizzontali, perchè la frequenza video massima è di 5 MHz, quindi la probabilità è di $5 \,.\, 10^6/15625 = 320$ a 1 per le lineature verticali. Frequenze di battimento possono originarsi da oscillazioni spurie, da sorgenti di segnali esterni, da battimenti entro al ricevitore. Abbiamo già messo in evidenza l'importanza dell'irradiazione dell'oscillatore locale agli effetti di produrre disturbi su ricevitori posti nelle vicinanze. Si presentano inoltre i seguenti quattro casi notevoli:

6.1. - Interferenza di battimento intercarrier.

Le portanti video e audio sono spaziate di 5,5 MHz. Esse fanno battimento nel 2° rivelatore generando un segnale di 5,5 MHz, che si manifesta sul quadro con linee verticali vicinissime tra loro, che si mantengono in qualunque posizione del selettore di stazioni. Il loro numero non varia quando si gira il controllo di sintonia fine. E' necessario l'uso di un circuito assorbitore accordato a 5,5 MHz, ovvero di una trappola sonora nell'amplificatore di FI.

6.2. - Segnale interferente di frequenza compresa nel campo della FI del ricevitore.

Questo tipo di interferenza produce delle linee che rimangono costanti su tutti i canali, mentre il loro numero varia agendo sul comando di sintonia fine, perchè così facendo si modifica la frequenza dell'oscillatore e quindi si varia la media frequenza.

La sua eliminazione richiede l'adozione di uno stadio preamplificatore RF talvolta anche di una trappola nei circuiti RF.

segnale diretto RF modulato con onda rettangolare

Fig. 14. - Segnale risultante alla fine della linea di trasmissione quando le successive riflessioni sono sfasate di 180°.

6.3. - Segnale interferente di frequenza compresa nel campo della RF del ricevitore.

In questo caso, girando il comando di sintonia fine, il numero delle barre prodotte dall'interferenza non viene alterato, perchè i circuiti RF e oscillatore vengono variati nella stessa misura per cui la FI non subisce modifiche. Il disturbo interferente scompare cambiando canale, perchè in tal modo si

varia il campo di frequenza ricevibile. L'uso di trappole RF è da escludere, perchè comporterebbe una grave diminuzione della qualità dell'immagine ricevuta.

L'interferenza in oggetto può essere prodotta dall'oscillatore di un ricevitore posto nelle adiacenze. Per la sua attenuazione risulta spesso utile una giudiziosa orientazione dell'antenna.

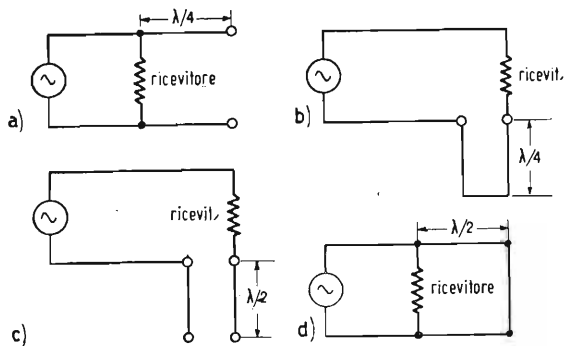



Fig. 15. - Linee in quarto d'onda a) e b) e semionda c) e d) usate come trappole per la frequenza immagine.

6.4. - Interferenza a frequenza immagine.

Girando il verniero di sintonia fine si ottiene di modificare il numero delle linee interferenti, perchè la FI dovuta alla stazione da ricevere e la FI dovuta al segnale immagine vengono alterati in sensi opposti di una stessa quantità. E' evidente che cambiando canale l'interferenza scompare.

L'attenuazione della frequenza immagine si ottiene con un tronco di linea a risonanza in serie, alla frequenza del segnale immagine, in quarti d'onda, posto in parallelo sui terminali della discesa di antenna (v. fig. 15a); oppure con un tronco di linea a risonanza in parallelo alla frequenza del segnale immagine, in quarto d'onda posto in serie coi terminali della discesa di antenna (v. fig. 15b); o infine con tronchi di linee alla frequenza di risonanza del segnale interferente e di lunghezza λ/2 come in fig. 15c) e 15d).

Varie altre cause di interferenza possono presentarsi. Per es. un segnale a 32 MHz può dar luogo alla seconda armonica di 64 MHz disturbando il primo canale, se l'amplificatore RF del ricevitore manca di linearità; in quest'ultimo può anche generarsi la modulazione incrociata. Queste due cause di interferenza vengono sensibilmente ridotte usando un circuito accordato in antenna.

7. - DISTURBI DOVUTI ALLA RUMOROSITÀ DEI RESISTORI

Consideriamo un resistore alla temperatura ambiente di 20 °C, se connettiamo un voltmetro ai suoi estremi, lo strumento non devia menomamente, possiamo dedurre che il resistore non è percorso da corrente. In realtà nel resistore si ha una grande quantità di elettroni in moto, ma una metà circa di essi è diretta verso un estremo del resistore, mentre l'altra metà è diretta verso l'altro estremo. Si è detto « circa la metà » perchè dato il grande numero di elettroni, in un dato istante è certamente maggiore la quantità di essi diretta verso un estremo, di quella diretta verso l'altro. Pertanto se sostituiamo il voltmetro con un amplificatore ad alto guadagno, otteniamo all'uscita la segnalazione di una tensione continuamente variabile esistenti ai capi del resistore. Questa tensione è detta tensione di rumorosità e si manifesta come un sibilo in un altoparlante ovvero con una punteggiatura bianco-nera sullo schermo di visione, e costituisce in quest'ultimo caso « *l'effetto di neve* ».

La tensione di rumore ha valor medio nullo, ma valore efficace finito se si considera un lungo periodo di tempo. Il disturbo in oggetto comprende un vastissimo spettro di frequenze, da zero fino a 10^6MHz; in conseguenza il valore efficace di queste componenti di frequenza è lo stesso per tutte le frequenze. Il disturbo causato dalla rumorosità di un resistore è noto come « disturbo termico », attesa la sua origine. Mediamente il valore efficace del disturbo è dato dall'espressione:

$$V_{eff} = 2 \sqrt{kTRB} \qquad (22)$$

in cui:

k = costante di Boltzmann = $1,37 . 10^{-23}$ W sec per grado assoluto;
T = temperatura assoluta
R = resistenza in Ω
B = larghezza della banda di frequenza in Hz del sistema in esame.

La presenza di k tiene conto dell'energia termica cinetica del moto elettronico; poichè la velocità degli elettroni aumenta con la temperatura, resta giustificato il fattore T; poichè la tensione V_{eff} è prodotta dal passaggio della corrente nella resistenza R, è logico che questo simbolo appaia nella (22) La larghezza di banda B tien conto del fattore che il numero delle componenti di frequenza è proporzionale a B. Il disturbo di rumorosità ha ampiezza infinitesima ad una data frequenza, ma la sua ampiezza diventa finita entro una vasta gamma di frequenza. Per es., la tensione efficace di rumore della resistenza di 4 kΩ disposta fra griglia e massa di uno stadio amplificatore previsto per una larghezza di banda di 5 MHz,

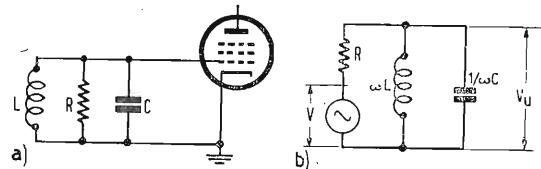



Fig. 16. - Stadio a circuito accordato in griglia. a) Circuito reale; b) Circuito equivalente.

alla temperatura di 20 °C (= 293° assoluti), vale:

$$V_{eff} = 2 \sqrt{1,37 . 10^{-23} . 293 . 4 . 10^3 . 5 . 10^6} \approx 18 \mu V_{eff}$$

Non si confonda la rumorosità termica con la rumorosità di contatto di un comune resistore a grafite; quest'ultimo disturbo, generalmente assai più forte di quello termico, è causato da piccoli archi, prodotti dal passaggio di corrente continua, e che si innescano fra granulo e granulo. Nei circuiti di entrata dei televisori si devono escludere i resistori al carbonio, salvo che nei casi in cui non siano percorsi da corrente continua, o siano by-passate da una grossa capacità. Per le applicazioni dove necessitano basse rumorosità, sono reperibili speciali resistori metallizzati. La rumorosità esiste anche se in luogo di un reale resistore si tratta di una resistenza equivalente, quale ad es. quella dovuta agli effetti del tempo di transito, all'ingresso dello stadio amplificatore sopra ricordato. La resistenza equivalente può essere la resistenza interna per corrente alternata di placca dello stadio precedente o la resistenza prodotta da perdite ecc. Se due resistori R_1 e T_2 sono in serie, il quadrato della loro tensione efficace totale di disturbo V_{12} è data dalla somma dei quadrati delle singole tensioni efficaci V_1 e V_2:

$$V_{12}^2 = V_1^2 + V_2^2 = 4\,kTB\,(R_1 + R_2) \qquad (23)$$

Per un circuito comprendente induttanza e capacità si ammette che la tensione di disturbo sia prodotta da un generatore in serie con la resistenza equivalente. Così per il circuito accordato di fig. 16a), il cui circuito equivalente è quello di fig. 16b), la tensione efficace di disturbo V_n, che si manifesta alla griglia, è data dalla tensione disturbante V del generatore equivalente moltiplicata per il rapporto tra la reat-

tanza dell'arco doppio LC e l'impedenza totale del circuito, ossia in forma vettoriale:

$$V_n = \frac{V}{1 + \dfrac{jR\,(\omega L - j/\omega C)}{L/C}} \tag{24}$$

oppure in forma scalare:

$$V_n^2 = \frac{V^2}{1 + \left(\dfrac{R\,(\omega L - 1/\omega C)}{L/C}\right)^2} \tag{24 bis}$$

Posto $L = 4{,}5\,\mu$H, $Q = 6$, la resistenza equivalente R del circuito di fig. 16a) alla frequenza di risonanza di 18 MHz, vale:

$$R = \omega LQ = 6{,}28 \cdot 18 \cdot 10^6 \cdot 4{,}5 \cdot 10^{-6} \cdot 6 = 3050\,\Omega$$

Per il calcolo della tensione di rumore secondo la (22) sarebbe necessaria la conoscenza della banda B; poichè questa non è nota, conviene sostituire B con 1 Hz nella (22); così si ricava V_{eff} in volt per $\sqrt{\text{Hz}}$. Per l'esempio attuale si ha:

$$V_{eff} = 2\sqrt{1{,}37 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 3050} = 7 \cdot 10^{-3}\,\mu\text{V} \cdot \sqrt{\text{Hz}}$$

La (24) bis assicura che alla risonanza, essendo $\omega L = 1/\omega C$, la $V_n = V$, ai lati della curva di risonanza la tensione di disturbo è minore che al vertice. Se in circuito si hanno più resistori, il quadrato della tensione di rumore può venir calcolato sommando i quadrati delle tensioni disturbanti parziali dovute ai singoli resistori, senza asportare i componenti del circuito. Allora si trova che per due resistori in parallelo, la tensione disturbante è data dalla resistenza risultante dal parallelo.

Il disturbo termico non è la sola causa della rumorosità in un ricevitore. Un'altra importante sorgente di disturbi è dovuta all'effetto *shot* provocato dalle fluttuazioni della corrente anodica in un tubo amplificatore. L'effetto *shot* può essere valutato supponendo che una resistenza equivalente R_{eq} sia disposta in griglia dell'amplificatore, di valore tale da produrre un disturbo termico di entità pari a quello della tensione dovuta all'effetto *shot* in placca. Diamo qui alcune formule, per lo più empiriche, per la valutazione della R_{eq}:

1°) Per un triodo amplificatore:

$$R_{eq} = 2{,}5/G_m \tag{25}$$

G_m = mutua conduttanza in mho

2°) Per un pentodo amplificatore:

$$R_{eq} = \frac{2{,}5\,I_a}{G_m\,I_k}\left(1 + \frac{8\,I_s}{G_m}\right) \tag{26}$$

I_a = corrente anodica media, in A
I_k = corrente catodica media, in A
I_s = corrente di schermo media, in A
G_m = mutua conduttanza in mho.

3°) Per un triodo convertitore:

$$R_{eq} = 12/G_m \tag{27}$$

G_m = mutua conduttanza in mho.

4°) Per un pentodo convertitore:

$$R_{eq} = \frac{12\,I_a}{G_m I_k}\left(1 + \frac{15\,I_s}{G_m}\right) \tag{28}$$

simboli come in 2°).

5°) Per un tubo convertitore plurigriglia:

$$R_{eq} = \frac{20 I_a\,(I_k - I_a)}{G_c^2 I_k} \tag{29}$$

Simboli come in 2°) e G_c = mutua conduttanza di conversione in mho. Assumendo $I_a = 8$ mA, $I_s = 2$ mA, $I_k = 10$ mA $G_m = 5000\,\mu$ mho si può compilare la seguente tabella, che serve di confronto per la rumorosità dei singoli tipi di tubi:

Tipo di tubo	R_{eq} ohm
Triodo amplif.	550
Pentodo amplif. ..	1680
Triodo convertitore	2400
Pentodo convert...	13440

Per il convertitore multigriglia, in cui la $I_a = 3$ mA e $G_c = 400\,\mu$mho, si trova

$$R_{eq} = 0{,}25\ \text{M}\Omega\,.$$

Da questi dati risulta che il triodo è il tubo meno rumoroso, mentre il convertitore multigriglia è di tutti di gran lunga il più rumoroso; gli amplificatori disturbano meno dei convertitori. Agli effetti pratici ciò che conta è il rapporto tensione di segnale/tensione di disturbo; tale rapporto deve essere almeno di 30 dB.

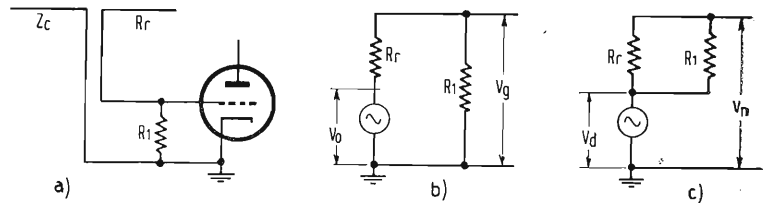



Fig. 17. - Circuito di entrata in antenna. *a*) Schema di principio; *b*) Circuito equivalente per il segnale; *c*) Circuito equivalente per il disturbo.

Si consideri il più semplice circuito di entrata di un ricevitore televisivo, rappresentato in fig. 17a). La resistenza di radiazione R_r dell'antenna è combinata con l'impedenza caratteristica Z_c della linea di trasmissione. Si tratta di determinare il valore ottimo della resistenza R_1 di entrata per il quale il rapporto segnale/disturbo risulti massimo. Guardando dal ricevitore l'antenna è vista come una resistenza R_r in serie col generatore della tensione di segnale V_o. Osservando la fig. 17b) la tensione alla griglia risulta

$$V_g = \frac{V_o R_1}{R_1 + R_r} \tag{30}$$

Il circuito equivalente per il computo della tensione di disturbo termico V_n, è quello di fig. 17c), in cui R_1 e R_r sono tra loro in parallelo. Il quadrato di detta tensione è:

$$V_n^2 = 4\,kTB\,\frac{R_1 R_r}{R_1 + R_r} \tag{31}$$

Il quadrato del rapporto segnale disturbo si ottiene dalle (30) e (31):

$$\left(\frac{V_g}{V_n}\right)^2 = \frac{V_o^2\,R_1}{4\,kTBR_r\,(R_1 + R_r)} \tag{32}$$

La (32) è massima per $R_1 = \infty$, ma per evitare le riflessioni deve essere $R_1 = R_r$; tuttavia è ammissibile un disaccoppiamento tale per cui $R_1 = 2\,R_r$, nel quale caso $V_g/V_n = 115\,\%$, posto $V_g/V_n = 100\,\%$ quando $R_1 = R_r$. Se $R_1 = R_r = 200\,\Omega$ la resistenza di disturbo in griglia è di soli $150\,\Omega$. Il disturbo predominante è quello per effetto shot.

Nel valutare il disturbo risultante prodotto da diversi stadi conviene stabilire la resistenza equivalente di disturbo in griglia al primo stadio e che produce un disturbo termico equivalente al disturbo degli altri stadi. Si considerino i due stadi di fig. 18, di cui il primo ha un guadagno A; R_2 è la

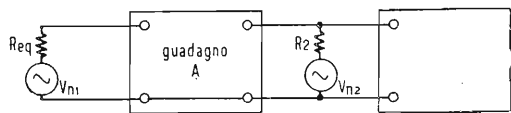



Fig. 18. - Resistenza di griglia equivalente al disturbo di vari stadi.

resistenza di griglia di disturbo del secondo stadio. La tensione V_{n2} efficace di disturbo alla griglia del secondo stadio vale:

$$V_{n2} = 2 \sqrt{kTBR_2}$$

la tensione V_{n1} equivalente di disturbo riportata a primario diviene:

$$V_{n1} = \frac{V_{n2}}{A} = \frac{2 \sqrt{kTBR_2}}{A} = 2 \sqrt{kTBR_{eq}} \qquad (34)$$

dalle (33) e (34) si deduce

$$R_{eq} = \frac{R_2}{A^2} \qquad (35)$$

La (35) serve per calcolare la resistenza equivalente di disturbo in griglia dell'amplificatore RF a due stadi di fig. 19. Supponiamo che i pentodi T_1 e T_2 siano i tubi che si sono sopra menzionati per la valutazione dell'effetto shot. Alla risonanza la resistenza di griglia di T_1 è di 150 Ω, mentre quella alla griglia di T_2 è di 2 kΩ. Posto $A = 10$ l'amplificazione dello stadio RF, i valori delle resistenze equivalenti di disturbo in griglia valgono:

dalla (28):	Resist. di disturbo shot per il pentodo convertitore	13440 Ω
	Resist. di disturbo termico per il pentodo convertitore alla griglia del convertitore	2000 Ω
	Resist. di disturbo totale per il pentodo convertitore alla griglia del convertitore	15440 Ω
dalla (35):	Resist. di disturbo del convertitore riportata alla griglia dell'amplificatore RF .	155 Ω
dalla (26):	Resist. di disturbo shot dell'amplif. RF alla griglia dell'amplificatore RF	1680 Ω
	Resist. di disturbo termico dell'amplificatore RF alla griglia dell'amplificatore ...	150 Ω
	Resist. di disturbo totale equivalente alla griglia dell'amplificatore RF	1985 Ω

Il termine preponderante è 1680 Ω dovuto al disturbo shot, che da solo rappresenta l'85 % della resistenza equivalente totale di disturbo. Da qui risulta conveniente l'impiego di triodi amplificatori RF, per i quali la resistenza equivalente di disturbo shot è di appena 500 Ω, ossia minore di 1/3 di quella dei pentodi.

Dalla (35) appare utile aumentare il più possibile l'amplificazione dello stadio RF, allo scopo di ridurre il contributo di disturbo del convertitore e quindi di migliorare il rapporto segnale/disturbo. Posto $B = 5$ MHz, la tensione efficace equivalente di disturbo alla griglia dell'amplificatore RF di fig. 19 a 20 °C vale:

$$V_n = 2 \sqrt{293 \cdot 1{,}37 \cdot 10^{-23} \cdot 1{,}985 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^6} = 12{,}6\ \mu V_{eff}$$

Per una buona ricezione occorre un rapporto segnale disturbo di almeno 30 a 1, ossia una tensione efficace di segnale utile di $12{,}6 \times 30 = 378\ \mu V_{eff}$.

In pratica, anzichè la resistenza equivalente di disturbo in griglia, si preferisce considerare la *figura di disturbo* (F), quando si voglia paragonare vari ricevitori TV fra loro. Essa è definita come il rapporto della potenza segnale/disturbo ai terminali di antenna del ricevitore, alla potenza segnale/disturbo alla resistenza di carico di uscita. E' chiaro che $F = 1$ solo nel caso che il ricevitore non aggiunga disturbi propri a quelli immessi all'ingresso dell'antenna.

Considerando il ricevitore come un quadripolo con resistenza di entrata R_i e di uscita R_c (R_c = carico anodico dell'amplificatore video) detta V_{gen} la tensione del generatore (antenna), detta anche A l'amplificazione di tensione del ricevitore, si ottiene per la figura F di disturbo:

$$F = \frac{V_{gen}^2}{4 R_c kTB} \approx \frac{A^2 V_{gen}^2}{4 R_c P_{ud}} = \frac{P_{ud} R_c}{A^2 kTBR_i} \qquad (36)$$

dove P_{ud} = potenza del disturbo in uscita.

La figura F è pure definibile come il rapporto della potenza attuale di uscita di disturbo P_{ud}, alla potenza di uscita ideale del disturbo (A^2kTBR_i); F si esprime in dB per rapporti di potenza.

Quando la linea di trasmissione termina sulla resistenza di fuga di griglia dell'amplificatore RF, il passaggio dalla resistenza equivalente di disturbo in griglia alla figura F è molto semplice. Se il disturbo alla griglia dell'amplificatore RF è generato dalla R_{eq}, l'attuale potenza di disturbo in uscita vale

$$P_{ud} = \frac{4\, kTBA^2 R_{eq}}{R_c} \qquad (37)$$

Allora la (36) fornisce:

$$F = \frac{4\, R_{eq}}{R_i} \qquad (38)$$

Per l'esempio precedentemente considerato in fig. 18, posto $R_i = 300\ \Omega$, $R_{eq} = 1985\ \Omega$, la figura di disturbo vale

$$F = \frac{4 \cdot 1985}{300} = 26{,}5$$

equivalente a 14,23 dB.

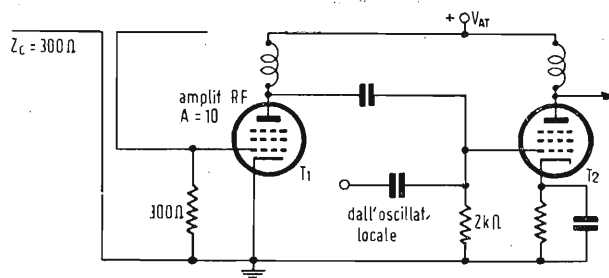



Fig. 19. - Amplificatore RF e convertitore tipici per un ricevitore TV.

Consideriamo il caso in cui la griglia dell'amplificatore RF è alimentata dal secondario di un trasformatore adattatore fra i 300 Ω della linea di trasmissione e la resistenza secondaria di 2600 Ω; questo è il valore dell'impedenza della discesa di antenna vista dalla griglia dell'amplificatore RF. Per la (35) si ha:

Il disturbo del convertitore alla griglia dell'amplific. RF vale	155 Ω
Il disturbo shot dell'amplificatore RF alla griglia dell'amplif. RF vale	1680 Ω
Il disturbo termico dell'amplificatore RF alla griglia dell'amplif. RF vale	1325 Ω
Il disturbo totale equivalente	3160 Ω

(*il testo segue a pag. 280*)

Il Salone della Radio e TV a Parigi

Corrispondenza di A. V. J. Martin, Redattore Capo di « Télévision »

Un manifesto, riproducente dei marziani appena sbarcati da un « disco volante » annuciava il Salore della Radio e della Televisione che rimase aperto dal 2 al 12 Ottobre a Parigi, al Museo dei Lavori Pubblici.
La superficie disponibile, molto maggiore degli anni precedenti consentì una disposizione molto più felice degli stands e permise una circolazione più facile.
Lasciando ad altri, più qualificati, la cura di occuparsi del settore radio, parleremo in questa sede della sola televisione.

Le tendenze

E' lecito parlare ancora di tendenze per quanto riguarda la TV? Diciamo piuttosto che continuano ad affermarsi le linee generali che già abbiamo segnalate negli anni passati. Nel complesso, la tecnica è stabilizzata, la guerra dei prezzi è in pieno sviluppo, e un televisore viene venduto con tanta maggior facilità quanto più grande è il suo schermo. In questo ordine d'idee, la proiezione fa il suo ingresso discreto sulla scena commerciale.
La televisione industriale, invece, appare decisamente in numerosi stands.

La tecnica

Il televisore standard è, d'accordo, una supereterodina in cui il numero dei tubi varia tra 15 e 30 secondo le ambizioni del costruttore e il prezzo dell'apparecchio. I circuiti di scansione orizzontale con diodo di ricupero e generatore di altissima tensione sono impiegati universalmente. Molti ricevitori sono muniti di sincronismo di riga a comparatore di fase, ma pochissimi possiedono un circuito antifading o antiparassita. Il dettaglio dell'immagine è in genere spinto, l'interlacciamento ha l'aria di comportarsi decentemente nella maggior parte dei modelli. La linearità non è sempre soddisfacente e la sensibilità non può essere neppure giudicata nelle condizioni di funzionamento del Salone.
Diverse ditte presentarono ricevitori multistandard 625 e 819 righe. Almeno un costruttore espose un televisore per quattro standard e dodici canali.
Per quanto riguarda le dimensioni, il pubblico si disinteressa quasi del tutto degli schermi più piccoli. Il 14 pollici, malgrado i prezzi eccezionalmente bassi di taluni modelli, non sembra godere di alcun favore, e il compratore considera il 17 pollici come un piccolo schermo per televisori economici. Il re della festa è senza dubbio il 21 pollici. Il 24 e anche il 27 pollici furono esposti da alcuni fabbricanti ed ebbero un notevole successo, per quanto attenuato dal loro prezzo ancora elevato.
Da una rapida inchiesta condotta presso i vari stands, risulta che il 21 pollici costituisce il 50 % delle vendite, all'incirca, il 17 pollici il 25 %, mentre l'altro 25 % è suddiviso tra il 14 e i diametri maggiori, 24 e 27 pollici. Non vi è nulla in comune tra le percentuali di vendita e le percentuali dei televisori esposti, in funzione del diametro, a causa del favore costante del pubblico per i grandi schermi.
I fabbricanti di antenne sembrano godere di una prosperità stimolata dalla distribuzione delle stazioni provinciali: dopo Parigi, Lilla e Strasburgo, ecco Marsiglia, Lione, Montecarlo, Sarrebruck, Lussemburgo, e altre...
Grande affluenza per le dimostrazioni pubbliche di televisione industriale con scansione a spirale. Lo stesso pubblico fece coda al Télé-Miroir, si accalcò nella Rue de la Télévision e nell'anfiteatro per assistere alle proiezioni su schermo di sei metri. Tutte queste attrazioni furono assai apprezzate dal pubblico e dovrebbero essere più numerose e più importanti.

Conclusione

Ciò detto, è nostro dovere sottolineare una constatazione spiacevole: a eccezione dei tre ultimi giorni, ben difficilmente si può dire che il Salone abbia conosciuto l'affluenza degli anni precedenti. Perchè? Forse per diverse ragioni congiunte.
Prima di tutto, benchè l'organizzazione fosse impeccabile, la pubblicità fu notoriamente insufficiente. Poi, altre manifestazioni contemporanee sollecitarono i favori del pubblico: il Salone dell'Automobile, il Salone Nautico ecc. Per attirare maggiormente il pubblico occorrerà aumentare le attrazioni e le dimostrazioni divertenti. Un buon esempio è fornito dal Salone Britannico. Infine, è probabile che l'epoca del semplice curioso sia terminata. Poichè la televisione è entrata nella vita e nei costumi, il pubblico che viene al Salone è veramente interessato e non si muove più per semplice curiosità.
Ma in fondo, il male può essere meno grave di quanto pare, se si pensa che alla stabilizzazione della tecnica si accompagni una stabilizzazione (non un ristagno) del mercato....

A. V. J. Martin

Mostra Londinese della Radio e Televisione

La XXI Mostra della Radio e della Televisione britannica, inaugurata il 25 Agosto nei Saloni di Earl's Court da Sir Miles Thomas, ha sottolineato i progressi compiuti da un'industria che impiega più di 130 mila opera, e che esporta dal Regno Unito materiale elettronico, radio e televisivo per oltre 25 milioni di sterline l'anno. Una quarantina di fabbricanti hanno esposto negli stands più di 400 modelli che per la loro forma e grandezza. rispecchiano i cambiamenti nei gusti di un pubblico che l'attuazione graduale dei piani di sviluppo delineati dalla BBC rende sempre più numeroso. I gusti del pubblico cambiano e cambiano i modelli e l'indirizzo della produzione; lo schermo da 21 pollici, ad esempio, una delle novità dell'ultima Mostra, viene oggi costruito in serie; lo schermo da 17 pollici mantiene la sua popolarità.
Il numero dei fabbricanti che hanno esposto proiettori per schermi della misura di 90 × 120, è, tuttavia, aumentato. Il prossimo avvento della televisione commerciale ha portato alla creazione ed alla presentazione, per la prima volta, di apparecchi televisivi capaci di captare tanto le trasmissioni della BBC che quelle dell'ente commerciale, e di « convertitori » che, montati sugli apparecchi televisivi normali, rendono possibile la ricezione di programmi su varie lunghezze d'onda. Ha destato, questo anno, notevole interesse un apparecchio televisivo a doppia immagine per la televisione stereoscopica mediante i soliti occhiali colorati; dal punto di vista puramente estetico e pratico hanno suscitato molto interesse apparecchi con mobili sagomati a triangolo per la sistemazione nell'angolo delle stanze piuttosto ristrette delle abitazioni ultra-moderne. La capacità tecnica e gli sviluppi della BBC sono stati messi in evidenza da due grandi studi di trasmissione con auditori capaci di accogliere mille spettatori per la trasmissione di una grandiosa serie di spettacoli televisivi.
Veramente interessante nel settore audio l'enorme aumento della popolarità dei radiogrammofoni e la comparsa sul mercato dei primi apparecchi di registrazione e riproduzione a nastro, una novità che dà una idea della tendenza dei gusti e della produzione. Sono stati anche mostrati per la prima volta i modelli per la ricezione a modulazione di frequenza in previsione del prossimo passo avanti nel programma delineato per i futuri sviluppi della BBC. Le centinaia di elegantissimi apparecchi radio e televisivi e le novità in questi campi, hanno acuito anzichè menomato l'interesse del pubblico che ha gremito l'esposizione per le calcolatrici automatiche, i complessi radar e le dimostrazioni a circuito chiuso per la scienza, l'industria e la medicina.

*

---

nel mondo della TV

Dal primo al quindici Settembre ultimo si sono svolte a Philadelphia negli U.S.A. le riunioni della Commissione Internazionale di Elettrotecnica comprendente anche tutti i settori della elettronica.
L'Italia ha partecipato attivamente a questa importante riunione tecnica internazionale che ha lo scopo di studiare e redigere le Norme Ufficiali di collaudo di tutti gli apparati elettrotecnici ed elettronici.
La delegazione italiana composta di 28 persone fra le quali spiccavano i più bei nomi del nostro mondo elettrotecnico (membri del Comitato Elettrotecnico Italiano C.E.I.) era capeggiata dal Gr. Uff. Ing. Marco Semenza e dal Prof. Ing. Ugo Ruelle.
Delegato italiano per la parte ricevitori TV, principale oggetto delle discussioni del sottocomitato, era l'Ing. A. Banfi Presidente della Commissione Televisione in seno al C.E.I.
In questo ultimo settore TV sono stati esaminati e discussi a lungo i numerosi metodi per valutare e misurare i vari parametri funzionali del ricevitore quali ad esempio la irradiazione dell'oscillatore di conversione e dell'oscillatore a frequenza di riga, la linearità della modulazione luminosa e della scansione nei tubi catodici è così via.
Il Convegno che coincideva col Giubileo d'Oro della I.E.C. (International Elettrotechnical Commission) si è svolto nella magnifica sede della Università di Pensylvania: numerose interessanti visite ed importanti stabilimenti di produzione di televisori e tubi catodici hanno integrato questa importante riunione internazionale.

Durante il corrente anno 1954 il numero delle stazioni trasmittenti TV americane è stato praticamente, raddoppiato. Sono ora infatti in funzione 480 trasmittenti la maggior parte delle quali è collegata parzialmente ad una delle 5 grandi reti di programmi televisivi esistenti oggi negli U.S.A.

Il mercato americano che già si sta approssimando alla saturazione con oltre 30 milioni di televisori in funzione, sta ora propagandando l'idea del secondo apparecchio in ogni casa, analogamente a quanto già verificatosi da tempo con la radio.
Si tratta di un televisore a basso prezzo, di dimensioni ridotte, leggero e facilmente trasportabile, già munito di un'antenna internamente al mobile, da collocarsi in cucina od in camera da letto od in altri luoghi, compresa un'eventuale residenza esterna durante le vacanze.
Tali televisori sono già in commercio da qualche tempo.

La TV a colori si perfeziona ognor più in America. L'evoluzione verso una soluzione pratica, definitiva ed economica del televisore a colori è però lenta, per quanto sicura e sistematica. Si prevede che occorreranno almeno altri due anni di intenso lavoro sperimentale per portare la TV a colori all'attuale livello pratico della TV in bianco-nero.

L'Associazione commercianti radio e TV Americana ha distribuito ai nuovi numerosi soci un manuale del perfetto venditore di TV ove sono riportate le nozioni tecniche principali indispensabili al venditore, non chè una lunga serie di concetti basilari sulla più opportuna propaganda verbale in materia di TV.
Occorrerebbe qualcosa di simile anche in Italia per evitare le molte imprecisioni ed inesattezze tecnico-commerciali che ricorrono presso molti rivenditori.

Le applicazioni della TV cosidette professionale od industriale, in circuito chiuso si stanno vieppiù estendendo in America. Fra le ultime applicazioni possiamo citare quella nelle prigioni ove la sorveglianza continua in determinati luoghi od in particolari celle è resa possibile sullo schermo di

(la Rubrica segue a pag. 263)

Un Semplice Metodo

L'adozione di camere per la ripresa televisiva per scopi industriali e dimostrativi in genere pone il problema di realizzare queste camere nel modo più semplice al fine di contenere il loro costo più basso possibile e nel contempo renderle maneggevoli.

Il presente articolo descrive un metodo con il quale è possibile ottenere un risultato uguale a quello consentito con i metodi convenzionali ma che a differenza di questi risulta di più semplice realizzazione, di minor costo e di minimo ingombro.

(di Raoul Biancheri)

1. - GENERALITÀ

La produzione degli impulsi di sincronismo per il reticolo di ripresa e per la trasmissione del video composto è comunemente compiuto partendo da un oscillatore pilota, stabile e funzionante alla frequenza doppia di quella di riga e derivando da questa la frequenza verticale, attraverso divisioni di frequenza operate da vari stati multivibratori in cascata, sincronizzati. È inoltre necessario sincronizzare la frequenza verticale con la frequenza di rete al fine di rendere stabile il rumore di fondo prodotto sul cinescopio dal residuo di corrente alternata presente dopo la rettificazione negli alimentatori. Questo è fatto confrontando l'uscita del multivibratore a frequenza bassa con un segnale a frequenza di rete e dalla discriminazione di fase al fine di ottenere un controllo automatico di frequenza che dovrà correggere direttamente la frequenza dell'oscillatore pilota.

Il metodo che qui viene descritto invece di impiegare una catena di demoltiplicatori si avvale di una moltiplicazione di frequenza che viene fatta partendo dalla frequenza più bassa. La frequenza pilota è in questo caso la frequenza di quadro, opportunamente sincronizzata con la frequenza di rete.

Un impulso avente la frequenza di quadro viene applicato ad un circuito accordato sulla frequenza voluta con una eccitazione puramente impulsiva. Il numero di oscillazione che si hanno per un dato rapporto di ampiezza iniziale rispetto ad una finale (I_o/I_n) è dato da:

$$n = \frac{\log_e \, (I_o/I_n)}{\delta}$$

dove δ è il decremento logaritmico uguale a $R/2fL$.

Il Q richiesto per un dato rapporto I_0/I_n e per un dato numero n di oscillazioni è dato da:

$$Q = \frac{n\,\pi}{\log_e \, (I_o/I_n)}$$

Se il rapporto fra l'ampiezza iniziale (I_o) e l'ampiezza finale dell'oscillazione (I_n) non è troppo grande, è possibile seguire la pratica comune di amplificazione e limitazione in ampiezza per ottenere delle onde quadre di ampiezza costante.

Il Q reale della bobina usata è di secondaria importanza se si impiega opportunamente un circuito rigenerativo il quale viene a diminuire il decremento al valore voluto.

2. - IL CIRCUITO ELETTRICO

Nel circuito elettrico di principio riprodotto in figura 1 l'impulso a frequenza di quadro è prodotto da un triodo a gas tipo 884.

Il condensatore C_1 è caricato attraverso la resistenza R_3 ed R_4 ed è scaricato quando il triodo a gas ha raggiunto il suo potenziale di innesco producendo un'onda di tensione a dente di sega fra placca e catodo. Durante la scarica si ha un brusco passaggio di corrente nel tubo, questo picco di corrente si traduce sul secondario del trasformatore T_1 in un picco di tensione della stessa forma.

La frequenza dell'impulso è quella di rete (50 Hz) ed è sincronizzato con la frequenza di rete come pure lo sono le oscillazioni a dente di sega. Si ha in questo modo un breve impulso di tensione alla frequenza doppia di quadro (50 Hz) che inviato sulla griglia schermo del tubo V_2 determina l'innesco delle oscillazioni alla frequenza per cui è accordato il circuito anodico.

Il circuito relativo alla valvola V_2 è un circuito generatore Hartley il cui accordo è posto sulla frequenza doppia di quella di riga. Desiderando 625 righe per quadro la frequenza di accordo diventa:

$$f_{osc} = 50 \times 625 = 31.250 \text{ Hz.}$$

Gli elementi che costituiscono questo circuito oscillatore devono essere con cura ricercati fra quelli a maggiore stabilità e il concetto che orienta la progettazione di tale stadio sarà improntato sulla massima stabilità del sistema. Il circuito oscillante dovrà presentare il massimo Q e la presa di reazione sarà scelta al minimo valore sufficente a mantenere l'innesco persistente se la griglia schermo del pentodo V_2 fosse alimentata con tensione continua. A questo scopo sono raccomandabili i nuclei in ferrite per la L ed i condensatori a mica per la C di accordo. Il condensatore C_2 del tipo variabile serve per una esatta taratura della frequenza. Una esatta misura assoluta di questa frequenza è necessaria perchè da questa dipende il numero di righe che si otterranno nella formazione del reticolo. La misura di questa frequenza può ad esempio essere compiuta con una eterodina di misura ed osservando il battimento con la quarta armonica (125 kHz). L'errore massimo che è ammesso in questa misura non dovrebbe supe-

Fig. 1. - Circuito elettrico di principio. Il metodo che qui viene descritto invece di impiegare una catena di demoltiplicatori si avvale di una moltiplicazione di frequenza che viene fatta partendo dalla frequenza di quadro, opportunamente sincronizzata con la frequenza di rete.

per la Formazione di un Reticolo Interlacciato

Nelle camere per la ripresa televisiva per scopi industriali è necessario cercare di ottenere risultati confrontabili con quelli consentiti dai metodi convenzionali, pur ricorrendo a circuiti di più semplice realizzazione, di minor costo e di minimo ingombro.

rare 8.10^{-4} condizione non critica di misura e questo per i motivi che appresso verranno esposti. La stabilità di oscillazione dovrà essere uguale o maggiore di 1.10^{-4}: questo valore relativamente basso di stabilità come in seguito verrà illustrato è sufficente al buon funzionamento di questo sistema.

Ad ogni impulso giungente sulla griglia schermo del tubo V_2 si avrà la generazione di un treno di oscillazioni smorzate; ogni treno di oscillazioni sarà composto da un numero di oscillazioni pari al doppio del numero di righe che si vogliono ottenere.

Agendo sulla reazione del generatore sarà possibile variare lo smorzamento del treno di oscillazioni, quest'operazione può osservarsi facilmente sullo schermo di un comune oscillografo sincronizzando l'asse di tempo con la frequenza di rete. La figura 2, riproduce la contemporaneità delle onde a dente di sega, per la deflessione di quadro, degli impulsi di eccitazione dei treni di oscillazioni che modellati forniranno i segnali di sincronismo di riga e dei segnali di sincronismo dopo la loro limitazione.

Un amplificatore limitatore (fig. 1) costituito dai tubi V_3, V_4 e V_5 limiterà in ampiezza le oscillazioni dei treni di onda rendendoli rettangolari.

Questi impulsi rettangolari di tensione verranno posti a sincronizzare il generatore delle onde a dente di sega.

Il generatore a dente di sega che in figura 1 è rappresentato dal tubo V_6 triodo a gas può, beninteso, essere realizzato con qualsiasi altro metodo atto a fornire delle oscillazioni a dente di sega. La regolazione della frequenza di questo secondo generatore di onde a dente di sega sarà eseguita nel seguente modo.

Si porrà il segnale a dente di sega generato sulle X esterne di un oscillografo, mentre agli assi delle Y si porranno i segnali rettangolari di sincronismo. Si varierà quindi la frequenza dell'oscillatore a dente di sega sino ad osservare due soli impulsi quadri completi. A questo punto agendo sulla dosatura del sincronismo del generatore dei segnali di riga si potrà includere la tensione necessaria perchè il generatore summenzionato mantenga la sua frequenza pari ad ½ della frequenza dei segnali di sincronismo.

Con questo modo si avranno 625 impulsi di riga ad ogni quadro completo ed essendo dispari il numero di righe queste daranno luogo ad un reticolo interlacciato.

Dal circuito catodico dell'oscillatore di riga si potrà prelevare l'impulso di corrente e tramite un trasformatore (T_2) trasformarlo in impulso di tensione in maniera analoga a quella vista in precedenza nell'oscillatore di quadro per la generazione dei treni di oscillazioni smorzate.

Quest'impulso corrisponderà al termine di ogni riga e potrà essere utilizzato in ricezione per il sincronismo orizzontale.

Mescolando in un doppio triodo (V_7) questi due impulsi di tensione corrispondenti rispettivamente al sincronismo verticale ed orizzontale si potranno osservare all'oscillografo le figure 3, 4 e 5.

Nella figura 3 si può osservare che gli impulsi di sincronismo verticale cadono sempre alla fine di un impulso di sincronismo orizzontale, prova che il periodo di quadro contiene esattamente una coppia di impulsi rettangolari che sincronizzarono l'oscillatore di righa, così pure per la figura 4 dove i segnali cadono nell'intervallo ma in posizione sempre simmetrica.

Queste condizioni di figura 3 e 4 corrispondono ad un numero di righe pari e quindi non è possibile ottenere l'interlacciamento del quadro. Affinchè il reticolo formato sia interlacciato occorre che sull'oscillografo posto all'uscita della valvola mescolatrice V_7 si osservi l'oscillogramma di figura 5 dove i segnali di sincronismo verticale sono simmetrici alternativamente. Quest'ultima condizione si ha quando il numero di righe è dispari e per il raggiungimento di questo occorrerà operare dei lievissimi ritocchi di frequenza sul generatore delle oscillazioni smorzate. Osservando all'oscillografo il treno d'onde smorzato si dovrà controllare che il termine della oscillazione al massimo dello smorzamento corrisponda con un punto di zero simmetrico all'oscillazione che seguirà prima che un successivo impulso riporti le oscillazioni nel punto di massima ampiezza. Questo è molto importante se si vuole far si che gli impulsi di sincronismo dell'oscillatore di riga abbiano a susseguirsi regolarmente intervallati nel tempo.

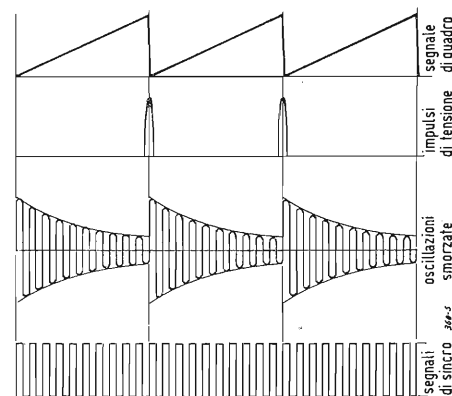



Fig. 2. - Dall'alto al basso l'onda a denti di sega per la deflessione di quadro, gli impulsi di eccitazione, i treni di oscillazioni smorzate e gli impulsi di sincronismo di riga ottenuti dai precedenti per limitazione.

3. - BIBLIOGRAFIA

JESSE B. SHERMAN, *The generation for television of horizontal synchronizing pulses from vertical pulses by means of impulse excitation*, Proceedings of the I.R.E., settembre 1940, vol. XXVIII n. 9, pag. 406.

Fig. 3. - Oscillogramma degli impulsi di sincronismo orizzontali e verticali (vedi testo).

Fig. 4. - Come in fig. 3, gli impulsi di sincronismo verticale cadono in posizione simmetrica (vedi testo)

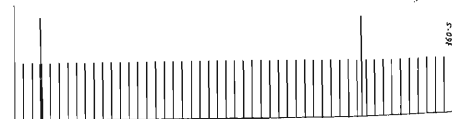



Fig. 5. - Posizione corretta degli impulsi di sincronismo verticale (vedi testo)

Sviluppi Tecnici della Televisione in America

dott. ing. Alessandro Banfi

(Nostro servizio particolare)

Il grande numero di televisori attualmente in funzione in America tende a portare il mercato ad una situazione prossima alla saturazione.

L'industria americana cerca ora di fronteggiare tale situazione di mercato difficile invogliando il pubblico all'acquisto di televisori in sostituzione di un vecchio tipo o in coesistenza col ricevitore principale (secondo televisore).

A tale intento si producono ora televisori a basso prezzo, con ridotto numero di valvole, di dimensioni e peso ridotti, facilmente trasportabili, pur senza sacrificare la qualità o la sensibilità.

La potenzialità produttiva dei televisori è rimasta all'incirca quella degli scorsi anni, intorno ai 12.000 apparecchi al giorno nel complesso delle numerose fabbriche americane.

Naturalmente, di mano in mano che alcune aree si saturano, nuove stazioni vengono aperte in aree prive di servizio TV.

Si pensi che nel giro di un anno il numero dei trasmettitori è quasi raddoppiato, giungendo oggi ad oltre 480 il numero totale dei trasmettitori collegati in determinate ore del giorno ad una delle 5 grandi catene americane di distribuzione dei programmi TV.

La qualità ed il genere dei programmi americani non sono in generale molto brillanti e ciò è dovuto principalmente al grande numero di ore giornaliere di trasmissione: da 14 a 18 ore al giorno.

Il programma durante la giornata è però molto variato: dallo sport alle rubriche speciali, dal film al piccolo varietà, dalla canzone orchestrata alla lirica. Il tutto condito da annunci pubblicitari a non finire, perchè come è noto la TV in America si regge esclusivamente sulla pubblicità commerciale.

Comunque l'interesse per la TV è sempre grande in America, tanto che è frequentissimo il caso di persone che dovendo viaggiare per qualsiasi ragione, pur di non perdere uno degli episodi a catena delle molte trasmissioni TV di questo genere, scendono in alberghi, ormai numerosissimi, dotati di servizio di ricezione TV in tutte le camere.

Ormai la TV in America è praticamente indispensabile ad ogni individuo come lo è il giornale quotidiano. Il notiziario informativo generale (ciò che sarebbe il telegiornale per noi) è completissimo in tutti i settori e frequentissimo nel tempo. Inoltre si presenta al telespettatore una vastissima scelta di programmi data dalla possibilità di ricezione di varie stazioni con lo stesso televisore.

Per contro, il grande numero di emittenti TV provoca facilmente numerosi disturbi interferenziali che assommati alle altre molteplici cause di disturbi, turbano sovente la ricezione, deteriorandone la già mediocre qualità.

Circa la grandezza dello schermo, il pubblico americano dopo aver sperimentato i 27" e 30" ha ripiegato sul 21" per i televisori di lusso e sul 17" od anche 14" nei tipi a basso costo, di facile trasportabilità (secondo ricevitore).

Il formato 24" e 27" è ancora favorevolmente adottato pei grandi saloni e pei locali pubblici.

Si era temuto nei primi mesi del corrente anno il verificarsi di un contraccolpo nella vendita dei televisori in bianco-nero a causa degli annunci di un rapido avvento della TV a colori.

Si è però dovuto presto constatare che la TV a colori non è ancora entrata in una fase di definitiva realizzazione pratica per quanto riguarda la produzione dei televisori e dei tubi tricromici necessari.

Ormai ci si è resi conto che occorrerà ancora un paio di anni di intenso lavoro di affinamento e perfezionamento di processi e circuiti prima di potere iniziare una produzione di massa di televisori a colori. Perciò per ora e per qualche anno ancora la TV in bianco-nero dominerà incontrastata.

Nei riflessi della situazione italiana sarà opportuno che il problema della TV a colori venga affrontato dopo che la tecnica produttiva americana avrà già svolto a sue spese tutto il laborioso processo di evoluzione, in modo da trovarci subito di fronte al televisore nella sua forma ultima e definitiva.

Prima di terminare questa breve rassegna sulla TV americana voglio spendere alcune righe sulla situazione attuale dei tubi catodici.

Anzitutto vi è stata molta confusione circa l'adozione di schermi sferici e cilindrici. Si era finito col dare la preferenza a questi ultimi, ma si è dovuto constatare che a causa del disuniforme spessore del vetro ai bordi dello schermo voluta dalle vetrerie per ragioni di resistenza meccanica alla pressione atmosferica si verificano difetti di natura ottica (distorsioni ai bordi superiore ed inferiore del quadro) e di natura elettronica (non uniforme focalizzazione dello «sport» lungo tutta la superficie dello schermo).

Recentemente si è pertanto ritornati sull'adozione dello schermo sferico con una curvatura meno accentuata.

La seconda questione è quella dell'alluminazione posteriore dello schermo che raddoppia all'incirca la luminosità dei bianchi.

Mentre con lo standard americano a 60 quadri interlacciati, il «flicker» sfarfallio è molto meno sensibile alle forti luminosità, con lo standard italiano a 50 quadri l'aumento di luminosità provoca uno sfarfallìo intollerabile, e quindi il tubo alluminato non può dare i vantaggi attesi ed è allora preferibile ancora il tubo non alluminato.

Nel solo caso in cui si ricorra all'adozione di filtro assorbente neutro anteposto allo schermo per mantenere un buon contrasto anche in piena luce, l'impiego del tubo alluminato trova un razionale impiego, in quanto l'eccesso di luminosità viene assorbito dal filtro, risultandone così un'immagine di buona luminosità e sufficiente contrasto anche sotto forte luce ambiente.

Vi è infine la questione dei nuovi tubi con angolo di deflessione a 90°. Tali tubi sono notevolmente più corti assialmente degli attuali tubi a 70° di deflessione (a parità di grandezza di schermo) con vantaggiosa riduzione della profondità del mobile.

Il tubo a 90° richiede però un giogo di deflessione specialmente dimensionato ed una potenza maggiore dello stadio finale orizzontale. Il televisore con tubo a 90° riesce pertanto più costoso.

Per completare il quadro dell'attuale situazione dei ricevitori TV in America dirò che in questi ultimi mesi la tecnica produttiva dei tubi elettronici per televisori ha migliorato grandemente i principali tipi di uso corrente, aumentandone le prestazioni, la durata e la sicurezza di funzionamento pur lasciando inalterate le caratteristiche elet-

Fig. 1. - Il nuovo rivoluzionario televisore senza tubo catodico sviluppato nei laboratori della General Electric,presentato dall'inventore Lloyd T. De Vore direttore dei laboratori elettronici di Syracuse.

triche. E' sperabile che tali nuovi tipi di tubi elettronici giungano presto anche sul mercato italiano.

Per terminare questa rapida rassegna sulla più recente evoluzione dei ricevitori TV negli U.S.A. non posso passare sotto silenzio una novità di straordinario interesse che, se dovesse avere un seguito pratico, nei prossimi anni porterebbe ad una vera propria rivoluzione nell'industria dei televisori.

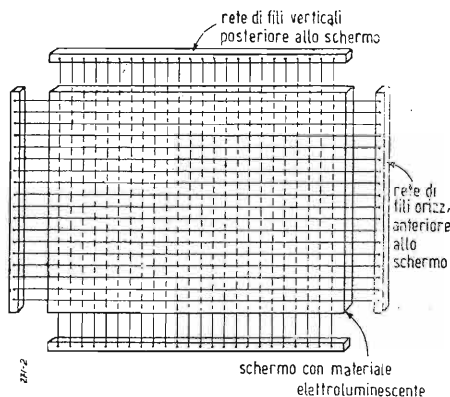



Fig. 2. - Principio di funzionamento del nuovo schermo televisivo elettrostatico a fosforo elettroluminescente.

Trattasi di una nuova invenzione originata nei laboratori della General Electric all'Electronic Park di Syracuse.

In essa al posto del classico schermo fluorescente sotto vuoto (tubo catodico) analizzato dallo «spot» del pennello catodico, si è escogitato di impiegare un sottile schermo di materiale isolante ricoperto di una sostanza elettroluminescente che, sottoposta ad un campo elettrico, diviene luminosa proporzionalmente alla intensità del campo stesso.

Sulle due faccie opposte di tale schermo (non sotto vuoto ma in aria libera) sono applicati due reticoli di fili sottilissimi (0,005 mm, di spessore) paralleli, di numero e spaziatura dipendente dallo standard TV da osservarsi. I due reticoli sono disposti coi fili disposti a 90° (incrociati) uno rispetto all'altro in modo che i punti di intersezione dei due fasci di fili ortogonali realizzano la suddivisione in aree elementari d'analisi voluto dallo standard adottato.

Compresa ed a contatto coi due reticoli vi è lo strato di sostanza elettroluminescente costituente lo schermo di immagine TV.

E' chiaro ora che applicando una differenza di potenziale fra uno dei fili di un reticolo ed uno dei fili dell'altro reticolo a 90° il punto d'incrocio di tali due fili diverrà luminoso.

Facendo perciò in modo, mediante un acconcio commutatore elettronico, di applicare via via a fili successivi dei due reticoli delle tensioni modulate in intensità dai segnali visivi e ricorrenti con un determinato ritmo (differente per il reticolo orizzontale da quello verticale in dipendenza delle leggi di

(*il testo segue a pag. 280*)

nel mondo della TV

(*segue da pag. 259*)

televisori nell'ufficio dei dirigenti la Casa penale.

La TV in America
ha semplificato molti servizi giornalistici. Parecchi giornali hanno installato nella loro redazione dei televisori dai quali possono seguire il programma sportivo o di attualità regolarmente trasmesso. La notizia di cronaca viene ricavata direttamente seguendo la manifestazione al televisore, senza dover distaccare cronisti sul luogo.
In casi importanti viene anche registrato su nastro il commento sonoro e ripresa fotograficamente ovvero parzialmente filmata la ricezione visiva mediante speciali apparecchi di registrazione ottica.

Negli U. S. A.
ove i programmi TV sono, come la radio, esclusivamente a scopo pubblicitario commerciale, sono stati studiati e messi in vendita dei dispositivi di comando a distanza che permettono di bloccare a volontà il fastidioso annuncio od imbonimento pubblicitario, riprendendo immediatamente il normale programma alla fine della pubblicità.
Il dispositivo agisce contemporaneamente su suono e visione o meglio sul solo suono, lasciando la visione che permette di vedere la fine della parte pubblicitaria: a questo punto viene ripristinato il suono.

Da una recente statistica
ufficiosa risulta che sul numero dei televisori venduti nel periodo di tempo dal 1° Agosto 1953 al 1° Agosto 1954, l'ottanta per cento è stato da 21 pollici. Di tali televisori il 10 % erano combinazione radio-fono-TV, il 40 % consolle ed il 50 % da tavolo.

Una nota Ditta inglese
produttrice di televisori ha dichiarato che nel corso di 3 anni consecutivi solo il 30 % dei suoi clienti ha chiesto l'intervento del servizio d'assistenza tecnica.

Anche diverse Case americane
hanno dichiarato che le chiamate per l'assistenza tecnica a televisori venduti in questo ultimo anno sono grandemente diminuite nei rispetti degli anni precedenti. Ciò evidentemente significa che le condizioni tecniche di funzionamento sono migliorate e pure migliorati sono i tubi ed i vari componenti.

Le principali Case
costruttrici di tubi elettronici per TV hanno proceduto ad una revisione dei dati costruttivi dei principali tubi elettronici in uso nei televisori, lasciando inalterate le caratteristiche elettriche.
Ne è uscita una nuova serie perfezionata di tubi per TV che permetteranno un funzionamento più sicuro e duraturo dei televisori di nuova produzione.

La RETMA
ha rinnovato la raccomandazione di adottare la media frequenza video sui 41.25 MHz onde minimizzare le interferenze che oggi affliggono le telericezioni in America del Nord.

Negli U.S.A.
si stanno grandemente sviluppando i cosidetti « community TV antenna systems » al servizio di località mal servite dai programmi TV. Si tratta di impianti riceventi centralizzati che ridistribuiscono il programma su una rete di fili o cavi ai singoli televisori nelle case private. In genere si formano delle piccole Società che per tale servizio di distribuzione del programma TV percepiscono una somma mensile da ogni utente collegato.

Recenti statistiche americane
hanno stabilito che il numero medio di ore di funzionamento giornaliero di un televisore è di 5,2.
Tale cifra porta a 1900 ore annue. Se si pensa che molti televisori sono in funzione in queste condizioni da oltre 3 anni, senza mai cambiare il tubo catodico, si deve concludere che la tecnica costruttiva di tali tubi si è notevolmente perfezionata con una vita media intorno alle 4000 ore.

In Francia
stanno prendendo piede i « teleclubs » che consentono ad un gran numero di persone di godere del servizio TV giornaliero con una spesa minima. Tali « teleclubs » sono poi altrettanti centri di propaganda e diffusione della TV domestica.

Corre voce negli U.S.A.
che per le prossime feste di Natale verranno posti in vendita nuovi tipi di televisori a prezzi straordinariamente bassi: si parla di 17" a 120 ÷ 130 dollari e 21" a 150 ÷ 160 dollari.

Camera TV per uso industriale
Si è iniziata in Inghilterra la produzione di una nuova attrezzatura industriale televisiva — adatta sopratutto per uffici e fabbriche — che i produttori affermano essere più piccola, più leggera e più a buon mercato di qualsiasi altra attualmente disponibile nel paese.
La nuova camera misura solo 5 pollici e un quarto per 4 per 11 1/2. In confronto di una camera media per studio, del peso di 140 libbre, il nuovo tipo industriale pesa solo 4 libbre e mezza e viene a costare 500 sterline.
Con la nuova apparecchiatura si possono, ad esempio, mantenere costantemente sotto controllo, da un ufficio centrale, vari strumenti situati in punti assai distanti fra loro di una fabbrica: possono essere coordinata le linee di produzione o osservati processi di produzione che sarebbe troppo pericoloso seguire da vicino (*USIB-Tr.*)

Una camera TV su di una baleniera
Sulla nave-stabilimento « Balaena », di 20 mila tonnellate, appartenente alla Hector Whaling Company, viene usato un modello leggero di una camera televisiva di tipo industriale. E' fissata all'esterno, presso la poppa, mentre il monitore, connesso in circuito chiuso, è disposto sul ponte.
La nuova camera è stata sviluppata dalla Pye Ltd., di Cambridge. E' assai più piccola del modello precedente e pesa soltanto 3,85 kg mentre l'altro modello pesava 14 kg. Ciò è stato ottenuto con la separazione della camera propriamente detta dell'attrezzatura ausiliaria.

La TV in Germania
si sta organizzando su ottime basi. Come è risaputo esistono in Germania diverse Società per la produzione dei programmi Radio e TV (una per ogni importante regione), tutte però intercollegate mediante una rete statale di ponti radio in modo che ciascuna di tali Società possa contribuire entro un prefissato orario al programma TV generale.
Vi sono 4 Società attrezzate per tal genere di servizio; nel corrente mese di ottobre si aggiungerà la Radio bavarese che contribuirà pel 20 % al programma TV tedesco.

Gli Stati Uniti
desiderano vivamente ritrasmettere i Giuochi Olimpici che si svolgeranno nel 1956 in Australia. Anche la Francia si è associata a tale desiderio, e si sta già elaborando un piano per il trasporto organico delle pellicole girate e sviluppate rapidamente, anche sfruttando la differenza di tempo orario, cioè viaggiando da est verso ovest.
Si spera di poter utilizzare anche delle registrazioni TV su nastro magnetico speciale che a quell'epoca potrà essere più perfezionato di oggi.

L'esportazione di apparecchi radio e TV
dagli U.S.A. ha raggiunto negli ultimi 12 mesi la cifra di 17 milioni di dollari al mese.
Con le recenti diminuzioni dei prezzi di vendita e con l'avvento prossimo della TV a colori, le esportazioni aumenteranno notevolmente.

I Survoltori e i Convertitori Rotanti

di Giuseppe Borgonovo

La precipua differenza tra questa famiglia di survoltori e quella esaminata nella precedente parte del lavoro, consiste appunto nel fatto che nelle macchine rotanti il senso del movimento della parte (o delle parti) in moto non subisce alcuna inversione.

Sia i survoltori che i convertitori rotanti che descriveremo poi, sono derivati dal classico accoppiamento di due macchine a corrente continua separate: una a bassa tensione (motore) e l'altra ad alta tensione (generatore). Così erano infatti costruiti i primi survoltori rotanti apparsi in commercio. Successivamente cominciò la loro evoluzione: le due macchine separate, dapprima assai distanti ed unite con giunto rigido, vennero portate a stretto contatto, e successivamente montate nello stesso corpo metallico. Questo rappresentà la tappa decisiva dell'evoluzione del survoltore rotante; da ultimo si cominciò a pensare che due avvolgimenti distinti per l'eccitazione di due macchine montate sullo stesso circuito magnetico erano decisamente troppo. Essi furono quindi ridotti ad uno solo, e si giunse alla concezione attuale del survoltore rotante.

1. - I SURVOLTORI ROTANTI

I survoltori normalmente costruiti sono del tipo a due poli con eccitazione mista, più di rado in derivazione sulla bassa tensione. Macchine a quattro poli sono state costruite specialmente dalle case germaniche durante l'ultimo conflitto mondiale: presentano diversi vantaggi, ma il loro costo elevato ha fatto sì che non trovassero la diffusione che avrebbero meritato. Nel caso di unità di grande potenza in cui siano richieste particolari doti di avviamento istantaneo e frequente e di regolazione della tensione di uscita indipendentemente del numero di giri, si ricorre ancora a due macchine separate ed accoppiate mediante un giunto elastico.

Il rendimento elettrico globale dei survoltori rotanti non si discosta di molto da quello che si ottiene dal connubio di due macchine a corrente continua; esso oscilla dal 48 ÷ 50% per i piccoli gruppi fino al 60÷64% per le unità di potenza superiore ai 180 W. In ogni caso è nettamente inferiore a quello dato dai survoltori a lamine vibranti.

Le macchine rotanti vengono costruite per varie potenze, che oscillano da un minimo di 10 W, fino ai gruppi di grande potenza, che oltrepassano facilmente i 180 ÷ 200 W. Le tensioni di alimentazione sono generalmente standardizzate nei valori di 6; 12; 24 V (28 per le installazioni a bordo di aeromobili); mentre quelle di uscita possono essere assai diverse: dai 130 ÷ 150 V per l'alimentazione di ricevitori mobili, fino a 2000 ed anche 2500 V richiesti dai trasmettitori di media potenza impiegati nei servizi mobili.

Al fine di migliorare al massimo il rendimento si costruiscono anche gruppi composti di un motore e di due, tre ed anche quattro macchine ad alta tensione, con circuito magnetico e di eccitazione comune. Tali survoltori sono provvisti di collettori separati per ogni tensione di uscita e trovano largo impiego sugli apparati trasmittenti-riceventi di piccola potenza (fino a 25 W), in cui la parte trasmittente richiede una tensione anodica maggiore di quella adatta per il ricevitore. Esempi di apparecchi rientranti in tale categoria sono dati dal complesso RT n. 19 impiegato sui mezzi corazzati e dai VHF per aeromobili SCR 522 ed SCR 542.

Un altro inconveniente dei survoltori rotanti, oltre al rendimento relativamente poco elevato, è dato dal peso piuttosto notevole in rapporto alla potenza erogata, nettamente maggiore a quello dei vibratori.

Per le unità di piccola potenza la superiorità dei vibratori, da questo punto di vista, è addirittura schiacciante.

Per contro i survoltori rotanti presentano una serie di vantaggi e di pregi che in molti casi li rende preferibili a quelli vibranti, nonostante gli accennati inconvenienti.

Il primo di questi è la sicurezza praticamente assoluta di funzionamento, il cui fattore primo è l'assenza di organi in movimento soggetti a continue inversioni del senso di moto. Dal punto di vista meccanico un survoltore rotante è simile ad un motore a corrente continua, in cui le sole parti in movimento sono ridotte ad un indotto ritante su cuscinetti a sfere, immune come tale da guasti di natura meccanica. Nessuna parte in essi è soggetta ad anormale usura o logorio per cause di natura elettrica, ad eccezione del collettore nel caso di imperfetta o trascurata manutenzione del medesimo. Il timore continuo di dover interrompere il servizio a causa di guasti nel dispositivo di alimenazione, sempre presente quando si faccia uso di vibratori, non ha alcuna ragion d'essere quando si ricorra alla macchina rotante. Naturalmente questo aumento di sicurezza

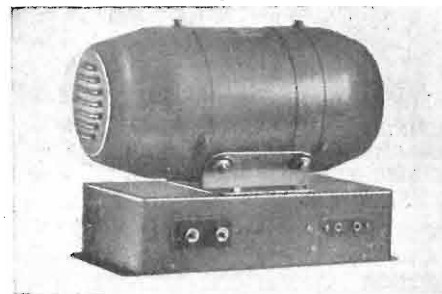



Fig. 1. - Survoltore rotante di costruzione nazionale montato su supporti elastici antivibranti.

lo si paga con un aumento di peso ed to spesso il primo fattore essume una tale importanza da far passare in seconda una diminuzione di rendimento, ma mollinea tutti gli altri.

Un altro grandissimo pregio delle macchine rotanti è la grande compattezza ed il ridotto ingombro rispetto ai vibratori; una maggiore compattezza è resa possibile dal ridotto traferro e dall'assenza di organi accessori, d'altro canto la presenza di un indotto rotante rende senz'altro conveniente (oltre che comodamente realizzabile costruttivamente) l'applicazione di dispositivi di raffreddamento forzato i quali a loro volta consentono di ridurre le dimensioni meccaniche del complesso e conseguentemente il suo ingombro.

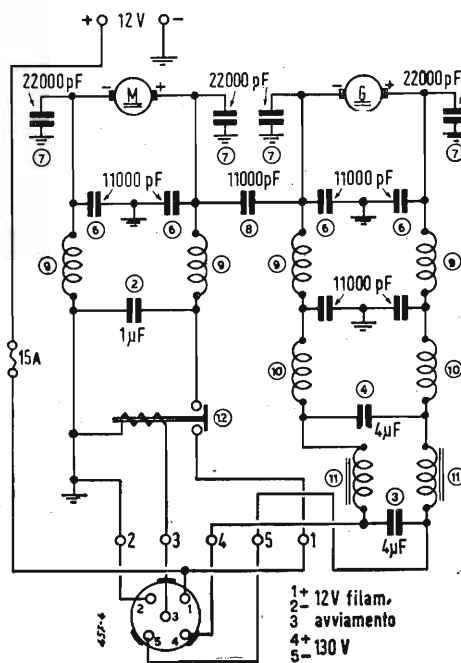



Fig. 2. - Schema elettrico dei dispositivi di filtraggio e silenziamento di un survoltore rotante di costruzione AEG (tipo EUa2).

(*) In questa serie di articoli sono più apparsi: « *L'alimentazione a pile - Gli accumulatori* » XXVI, n. 7, Luglio 1954, pag. 180 e « *I survoltori a lamine vibranti* » XXVI, n. 8, Agosto 1954, pag. 204.

Genesi dei survoltori e dei convertitori ruotanti - Survoltori a due e quattro poli - Rendimento elettrico dei survoltori - Vantaggi e svantaggi - Convertitori rotanti - Campo di applicazione-Rendimento elettrico dei convertitori.

Come mostra chiaramente la fig. 1, tutti i survoltori rotanti vengono fissati sul telaio o sulla piastra di supporto a mezzo di sospensioni antivibranti per evitare la trasmissione agli organi contigui di sollecitazioni indesiderate.

Come i loro gemelli a lamine vibranti, anche i survoltori rotanti vanno provvisti di dispositivi atti ad impedire che disturbi di natura parassitaria originantisi nell'alimentatore, vengano avviati alle apparecchiature da alimentare.

Esaminiamo come caso tipico lo schema di fig. 2, che rappresenta il sistema di filtraggio e silenziamento di un survoltore di costruzione A.E.G. La macchina eroga una tensione continua di 130 V al regime di 26 mA. La tensione di ingresso dagli accumulatori viene portata subito al bocchettone di uscita ed avviata ad alimentare i filamenti del ricevitore annesso; la manovra dell'interruttore di accensione dei filamenti provoca la messa in tensione del relè 12 che attirando applica tensione alla macchina rotante. Il complesso dei condensatori 6 e delle impedenze 9 serve ad impedire che disturbi a radiofrequenza generati dal motore possano trasferirsi sui filamenti, mentre i condensatori 7 hanno lo scopo di eliminare lo scintillio alle spazzole del motore stesso. Analoghi condensatori troviamo applicati alle spazzole della dinamo.

All'uscita dell'alta tensione troviamo inserito in ciascuno dei due capi un complesso a doppio pi-greco con lo scopo di fugare verso massa eventuali disturbi a radiofrequenza. Dato che il survoltore serve all'alimentazione anodica di un ricevitore, è richiesto un filtraggio assai spinto della tensione anodica, per cui al filtro a radiofrequenza segue un altro filtro di bassa frequenza costituito da due condensatori a carta ad alta capacità (4 μF) e da due impedenze da 5 H. avvolte sullo stesso ferro. Nei survoltori destinati all'alimentazione di trasmettitori o di amplificatori di potenza si trova di solito un solo condensatore elettrolitico ad alta capacità in paralello all'uscita del filtro a radiofrequenza.

Altro particolare che merita la debita considerazione è la schermatura elettrica e meccanica di tutto l'alimentatore; la fig. 3 mostra la realizzazione costruttiva del survoltore il cui schema è stato dianzi esaminato.

Fig. 4. - Generatore a manovella per l'alimentazione di una stazione portatile di soccorso

In base alle considerazioni svolte, risulta che i survoltori rotanti presentano tutti i requisiti richiesti per l'alimentazione di impianti mobili di piccola e meda potenza, nonchè, in casi particolari, di apparecchi portatili. In linea di massima essi vanno impiegati ad esclusione assoluta dei vibratori in tutti i casi in cui la sicurezza di funzionamento rappresenti un'esigenza imprescindibile dell'impianto. Per questo il survoltore rotante può in taluni casi essere convenientemente usato per gli apparecchi portatili (specialmente i piccoli trasmettitori di emergenza), nonostante il suo maggior peso ed il rendimento minore rispetto ad altri sistemi di alimentazione.

Alla categoria dei survoltori rotanti appartengono anche i generatori a manovella ed a pedale. Questi non sono altro che dei survoltori veri e propri, i quali sono provvisti di un sistema di ingranaggi demolteplicati facenti capo ad una manovella o ad una coppia di pedali che ne consentono l'azionamento a mano, senza bisogno di alcuna sorgente di alimentazione. Vengono generalmente costruiti per una potenza massima di 75÷990 W. Un tale generatore è rappresentato in fig. 4. Essi vengono largamente impiegati presso gli enti militari per l'alimentazione delle piccole

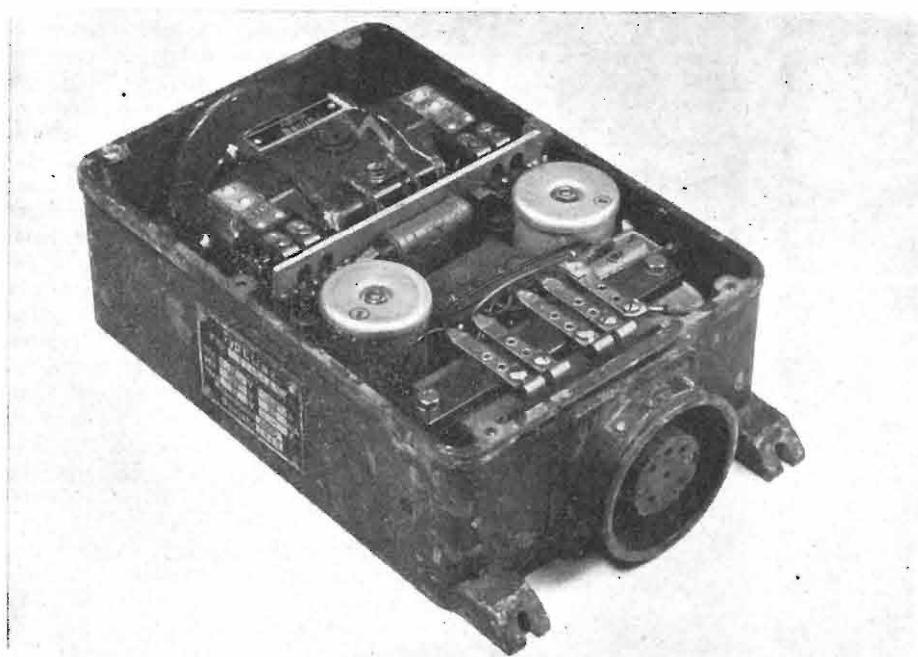



Fig. 3. - Fotografia del survoltore di cui a fig. 2, con la cassetta di protezione aperta.

TABELLA 5 - Survoltori rotanti costruiti dalla Casa Condor.

Tipo	Tens. ingresso [V]	Corr. ingresso [A]	Tens. uscita [V]	Corr. uscita [mA]
OB 1 S	6	4,1	200	50
OB 2 S	6	6	270	60
OB 3 S	6	8	350	50
OB 4 S	12	2,2	200	50
OB 5 S	12	2.8	270	60
OB 6 S	12	4,2	350	50
OE 7 SB	6	5,5	250	50
OE 13 S	12	3,4	270	50
OE 1 S	24	1,5	270	50
OG 7 S	12	6	300	100

TABELLA 6 - Convertitori rotanti costruiti dalla Casa Condor.

Tipo	Tens. ingresso C.C. [V]	Corr. ingresso C.C. [V]	Potenza resa a 100 V 50 Hz.	Regolazione
IA 12 C	12	14	90 VA	—
ID 11 C	24	17	250 VA	—
ID 9 C	110	5	300 VA	—

TABELLA 7 - Macchine rotanti di costruzione estera ed ex-militare.

Tipo	Tensione ingresso [V]	Corrente ingresso [A]	Tensione uscita (V)	Corrente uscita (mA)	Note
EUa2	12	2,3	130	26	Survoltore tedesco
U20a3	12	10	370	180	Survoltore tedesco
BN28J	28	1,25	225	70	Survoltore U.S.A.
DA1A	28	1,6	230	100	Survoltore tedesco
DM25	12	2,2	250	50	Survoltore U.S.A.
DM31B	14	3,3	235	90	Survoltore U.S.A.
DM33	28	5,7	540-575	250-160	Survoltore U.S.A.
MP10G	28	27	1100	400	Survoltore inglese
SR2	12	2	190	50	Survoltore Marelli
T16	24	12	300 160 14	260 10 900	Survoltore Marelli
PE77	14	38	1000	350	Survoltore U.S.A.
PE94A	28	10 -	14,5 150 300	5 10 260	Survoltore U.S.A.
PE98A	14	21	14,5 150 300	5 10 260	Survoltore U.S.A.
RA35OC	27	28,5	1550 320	200 70	Survoltore Marelli
10WMkII°	Gener. a manovella		162 3,1 12	60 300 —	Generatore inglese
ZA10572	12 24	9,8 5	275 540	110 50	Survoltore inglese
DM21	12	4,2	220	100	Survoltore inglese
GN35	Generat. a manovella		12 10 400	500 — 25	Generatore U.S.A.
DM40	14	3,5	172	138	Survoltore U.S.A.
DM41	28	1,7	172	138	Survoltore U.S.A.
SM42	12	39	460 925 7	185 220 —	Survoltore U.S.A.
DM43	24	20	460 925 7	185 220 —	Survoltore U.S.A.

stazioni riceventi e trasmittenti campali che vengono di solito date in dotazione alle truppe d'assalto.

Notiamo che con tale sistema di alimentazione il rendimento globale del sistema massimo, e la sicurezza di funzionamento praticamente assoluta; essa viene però ottenuta in massima parte a spese della pazienza di chi impiega un tale sistema di alimentazione... « Finchè c'è vita c'è speranza, c'è forza, e... c'è alimentazione!... ».

2. - CONVERTITORI ROTANTI

Per la loro affinità costruttiva con i survoltori, consideriamo in questo capitolo anche i convertitori rotanti. Al contrario dei precedenti, che trasformano la corrente continua a bassa tensione in corrente pure continua, ma a tensione più elevata, i convertitori trasformano la corrente continua a bassa tensione in corrente alternata ad alta tensione.

Anch'essi si compongono di un motore a corrente continua e di un alternatore, con un unico circuito magnetico e di eccitazione.

Come i survoltori, vanno provvisti anch'essi di filtro a radiofrequenza, ma solo sull'ingresso della corrente continua. Il rendimento dei convertitori rotanti è quello dato dai gruppi invertitori usati nella tecnica delle correnti forti, e si aggira in media intorno al 50%. Tale valore non può essere superato se si considera che alimentando con tale sistema un amplificatore adatto per funzionamento in corrente alternata, anche la corrente necessaria all'alimentazione dei filamenti subisce il ciclo di conversione in corrente alternata ad alta tensione, per poi venire di nuovo ridotta a bassa tensione con inevitabili perdite.

Il campo specifico di applicazione dei convertitori è quello dell'occasionale funzionamento in corrente continua di apparecchiature originariamente progettate per il solo funzionamento in alternata, o che non risultano facilmente adattabili al funzionamento stabile in corrente continua. Il campo di impiego di queste macchine rimane perciò assai limitato. Un'applicazione a sè è quella dell'alimentazione delle stazioni riceventi-trasmittenti installate a bordo di imbarcazioni di piccolo tonnellaggio, sprovviste di impianto di bordo a corrente alternata. Dato che le apparecchiature sono in genere di discreta potenza, torna assai più comodo per il costruttore ricorrere all'alimentazione in alternata. In tale caso si impiega a bordo un convertitore rotante di adeguata potenza, molto più semplice da costruire che non un survoltore ad alta tensione (in questi casi uno solo non è mai sufficiente e si peggiorerebbe fortemente il rendimento totale del complesso alimentatore).

Le Tabelle che seguono raggruppano i principali tipi di survoltori e di convertitori rotanti normalmente costruiti, nonchè un certo numero di macchine di costruzione estera, particolarmente diffuse sul mercato dei residuati bellici.

*

notiziario industriale

Parti Staccate per Televisori

Gioghi di deviazione - Trasformatori di deviazione orizzontale e trasformatori di alta tensione - Correttori di linearità

La Edwin J. Guthman & Co., Inc. ha una produzione vastissima di parti staccate per conto di una larga cerchia di compagnie tra le più note nel campo elettronico di tutto il mondo. Tra queste ricordiamo la Crosley, la Western Electric Co., la R. C. A., la Hallicrafters Co., la Zenith Radio Corp., la Stromberg Carlson Co., la Collins Radio, la Westinghouse Electric Corp., la General Electric Co., la Emerson Radio, l'Olympic Radio, la Bendix Div., la Hazeltine Electronics Corp., ecc.

Ciò ha consentito alla Edwin J. Guthman & Co. Inc. di raggiungere un altissimo livello di produzione. Citiamo ad esempio le unità di accordo del BC-610; gli stadi d'antenna, RF, oscillatore locale e rivelatore del BC-348-Q; i circuiti d'accordo dell'SCR-300 walkie-talkie.

Qui riportiamo alcune parti staccate per televisione tra le molte che la Edwin J. Guthman & Co. Inc. (*) può fornire.

(*) Agenti esclusivi per l'Italia: Milano Brothers, New York e Milano.

1. - I GIOGHI DI DEVIAZIONE

I gioghi di deviazione costruiti dalla Guthman sono adatti per cinescopi con angolo di deviazione di 70 e 90 gradi. Essi sono previsti per uso generale in tutti i tipi di televisori e sono progettati in modo da funzionare egregiamente con trasformatori di uscita orizzontale sia di tipo ad autotrasformatore, sia di tipo con avvolgimento secondario isolato.

Le bobine dei gioghi di deviazione sono avvolte in modo da assicurare la focalizzazione uniforme su tutta la superficie frontale del cinescopio. Onde ottenere una buona sensibilità di deviazione si è ricorso a un nucleo di ferrite.

La massima tensione di picco applicabile tra gli avvolgimenti di deviazione orizzontale e verticale e di 3000 V per $7 \div 10$ μsec; la temperatura ambiente max. è 50 C°.

Le bobine di deviazione orizzontale, connesse in serie, presentano a 100 Hz una induttanza di 8, 18.5, 20, 24, 30 e 40 mH (o altri valori a richiesta); quelle di deviazione verticale, pure connesse in serie, presentano a 1000 Hz una induttanza di 3 e 50 mH (o altri valori a richiesta).

2. - TRASFORMATORI DI DEVIAZIONE.

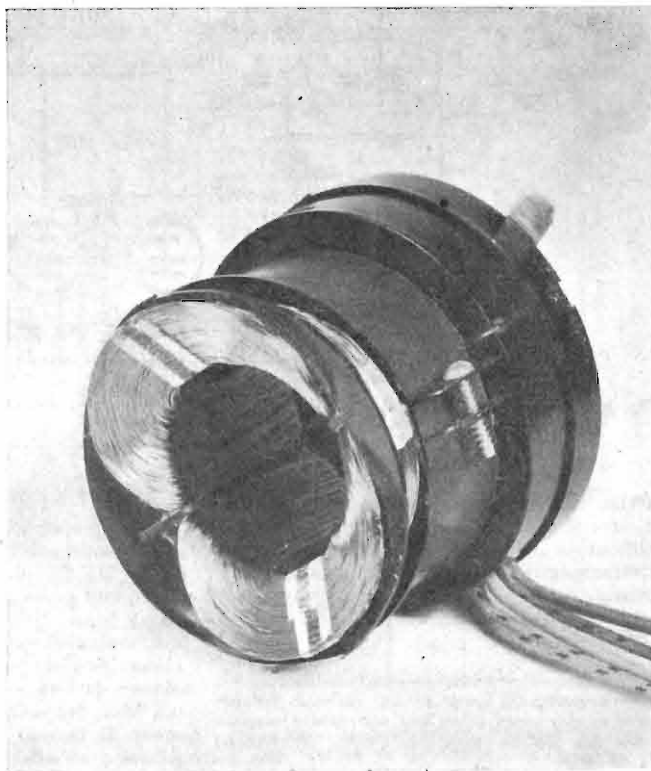
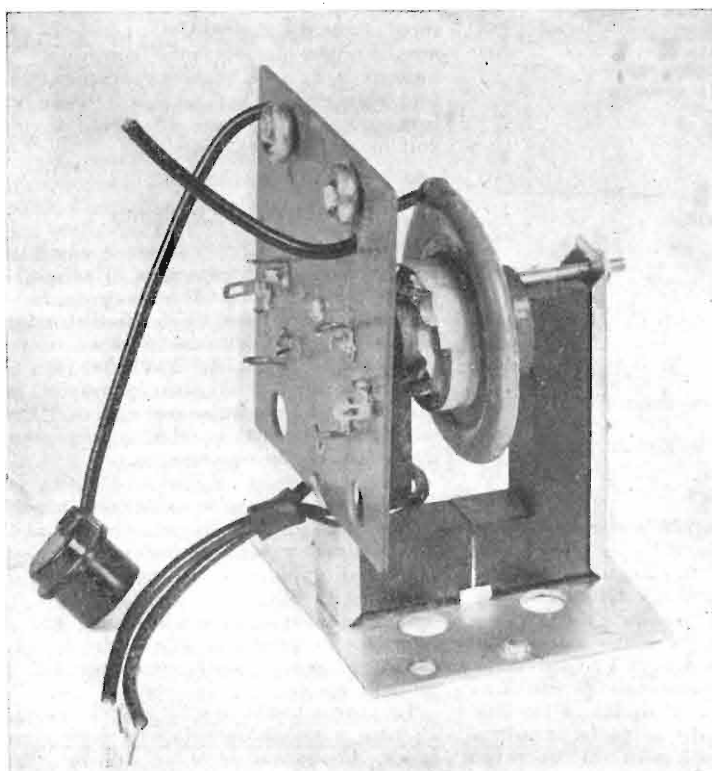
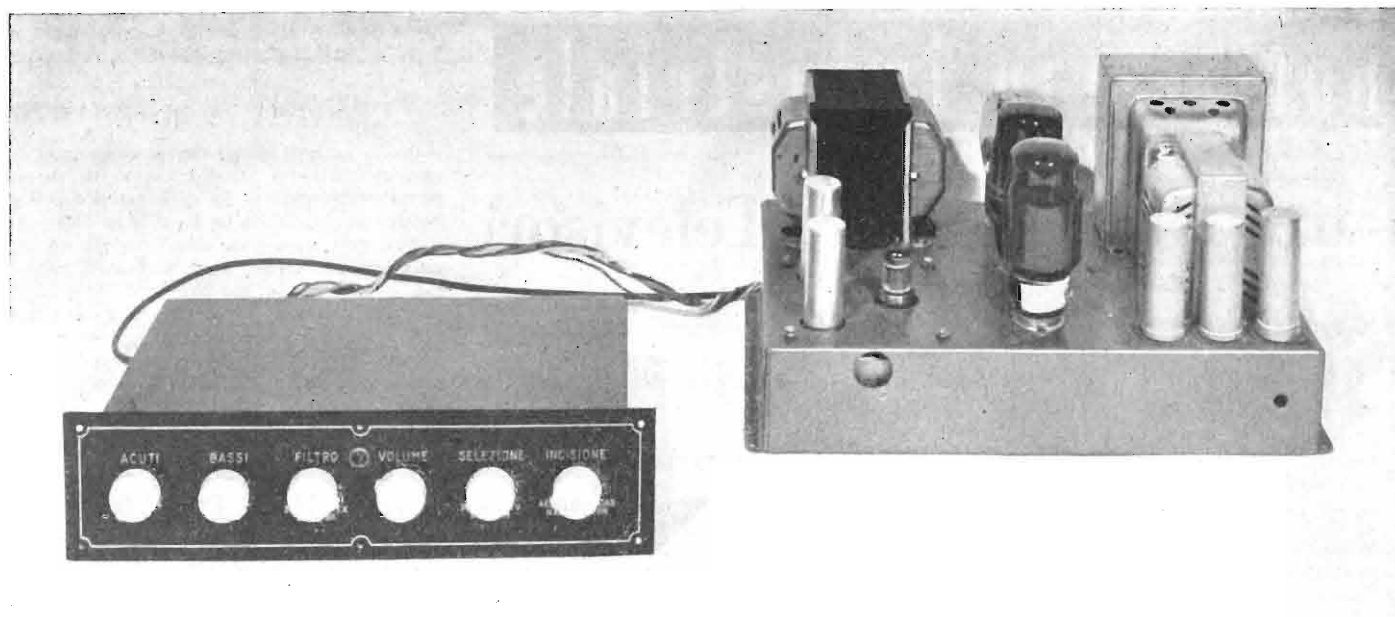
Nella prima fotografia è rappresentato uno dei diversi trasformatori di deviazione orizzontale e di alta tensione. Tali gruppi costruiti dalla Guthman sono destinati per uso con alimentatori ad impulsi in ricevitori televisivi con tubi a r.c. a potenziale anodico tra 14 e 24 kV secondo il tipo di progetto e il tubo pilota impiegato. I trasformatori utilizzano un nucleo di ferrite in modo da ottenere una unità compatta e leggera. Sono anche forniti nel tipo ad autotrasformatore.

Ecco le caratteristiche tipiche di un particolare trasformatore: tensione continua di uscita a vuoto 18 kV e con 140 μA di carico 16,4 kV; tensione di prova tra avvolgimento e nucleo 2500 V efficaci; impiego con bobine di deviazione Guthman (l'orizzontale di 24 mH, la verticale di 50 mH) e con i seguenti tubi, uscita orizzontale 6BQ6-GT; rettificatore di alta tensione 1B3-GT; diodo smorzatore 6W4-G

3. - ALTRI COMPONENTI.

Sempre nel campo TV, la Guthman produce induttori variabili per la regolazione della linearità orizzontale e della ampiezza del quadro. La regolazione della linearità orizzontale è ottenuta con un induttore variabile nel quale l'avvolgimento è in filo Formex per assicurare una alta rigidità dielettrica e il nucleo è di ferrite a basse perdite o polveri di ferro. Può essere fornito in tutta una serie di montaggi meccanici e con diversi tipi di terminali. Altrettanto vale per l'induttore variabile destinato alla regolazione dell'ampiezza del quadro.

(*Trigger*)

Nella fotografia due componenti per televisori. A sinistra un trasformatore di deviazione e a destra un giogo di deviazione di costruzione Edwin I. Guthman & Co., Inc.

Un Amplificatore di Alta Fedeltà

Preamplificatore - Equalizzatore - Amplificatore di potenza

1. - PRESENTAZIONE

Il complesso descritto nel presente articolo è il prodotto di una razionale progettazione ed ha tutti i requisiti richiesti ad un sistema di riproduzione ad alta fedeltà (*).

Onde facilitarne la sistemazione nell'ambiente domestico il complesso è suddiviso in due telai; questa soluzione ha inoltre il vantaggio di sottrarre il preamplificatore alla dannosa azione dei campi elettromagnetici del trasformatore di alimentazione e di assicurare al complesso una efficiente azione schermante.

I due telai hanno la seguenti misure d'ingombro:

Preamplificatore 30 × 20 × 7 cm
Amplificatore 35 × 25 × 20 cm

Il complesso è adatto per funzionare alle tensioni di rete di 110-125-140-160-220 e 280 V ed alle frequenze di 40/60 periodi con una potenza assorbita di circa 140 W.

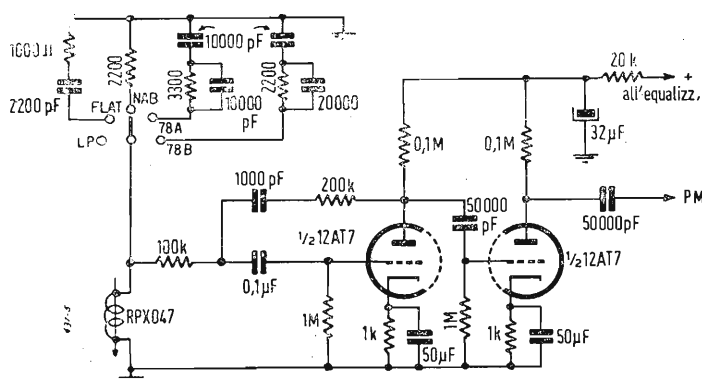



Fig. 1. - Schema elettrico del preamplificatore fonografico con circuiti compensatori per i diversi tipi di incisioni.

2. - DATI ELETTRICI

Potenza di uscita: 20 W circa; Distorsione armonica totale: 0,1 % a 4 W; 0,6 % a 10 W; Risposta in frequenza: 20 ÷ ÷ 20.000 periodi entro 0,5 dB; Sensibilità presa fono: 10 mV; Sensibilità alla presa dell'amplificatore: 0,2 V senza controreazione; con controreazione 2 V; Controreazione: 20 dB; Impendenza di entrata: 0,5 MΩ; Impendenza di uscita: 8 Ω; Rumore di fondo: 62 dB sotto la massima potenza d'uscita; Circuito di entrata: FM-AM-TV-NM-PM; Controllo di volume fisiologico; Controllo di tono: Bassi ± 20 dB a 20 Hz; Controllo di tono: Acuti ÷ ± 15 ÷ 20 dB a 15000 Hz; Valvole: una 5V4 raddrizzatrice, due KT66 finali di potenza, una 12AT7 amplificatrice di tensione-invertitrice, una 12AX7 egualizzatrice-preamplificatrice, una 12AT7 amplificatrice fono.

Le caratteristiche di fedeltà e di sensibilità rendono l'amplificatore in oggetto adatto a soddisfare un grande numero di applicazioni ma è principalmente indicato per la sua fedeltà unitamente al basso livello di rumore per quegli impianti semi professionali situati in auditori, o per la riproduzione di dischi e FM in salotti di abitazione.

Il rumore di fondo ed il ronzio sono stati ridotti ad un livello inferiore alla soglia di udibilità grazie al forte livellamento delle tensioni anodiche ad ella alimentazione dei filamenti delle valvole preamplificatrici in corrente continua. Un valore così basso di rumore è indispensabile alla chiarezza di un ascolto a basso volume quale può essere effettuato in piccoli locali di abitazione.

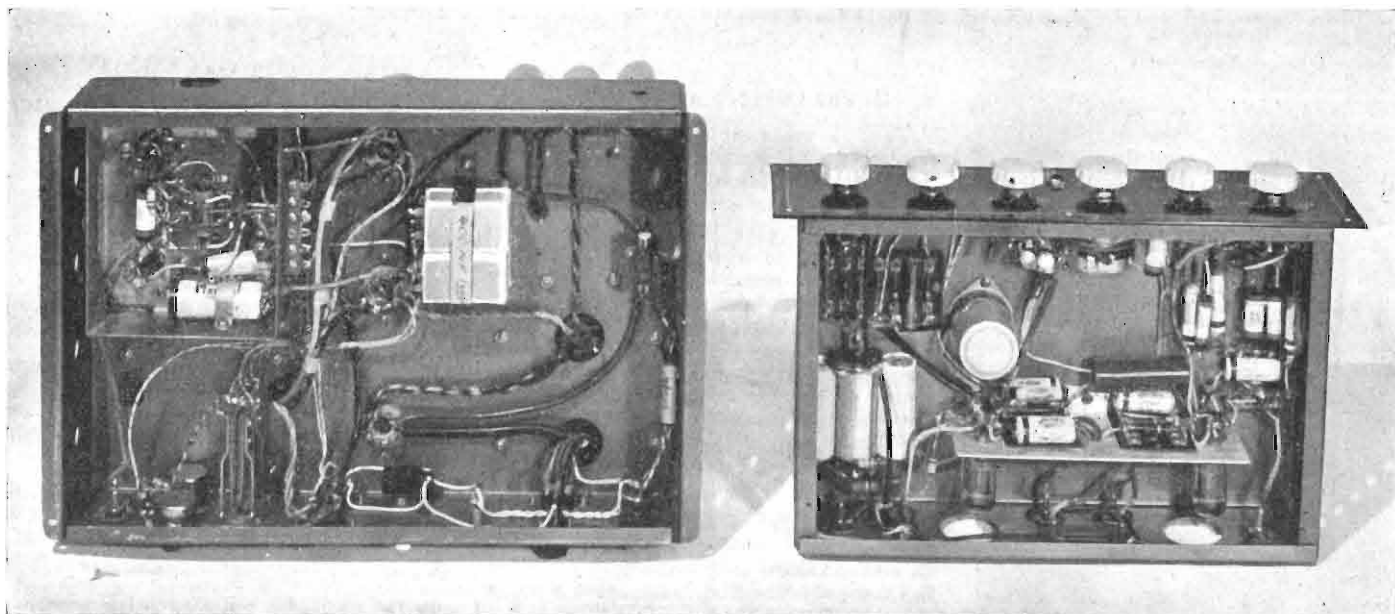
3. - IL CIRCUITO ELETTRICO

L'amplificatore di potenza è costituito da uno stadio di controfase di tetrodi in classe AB1 capace di una potenza di uscita di 20 W con l'1 % di distorsione armonica totale ed una risposta in frequenza di 0,5 dB da 20-20000 Hz. Un simile risultato è ottenuto grazie all'impiego di un trasformatore di uscita di particolare costruzione ed a un appropriato uso della controreazione.

La tensione di griglia è ottenuta per autopolarizzazione e la resistenza catodica è costituita dalla resistenza dei filamenti delle valvole preamplificatrici collegate in serie. Tali valvole si trovano pertanto alimentate in CC.

Il condensatore elettrolitico da 400 μF montato in parallelo alla resistenza catodica riduce la distorsione agli alti livelli di uscita.

Lo stadio finale non fa uso del classico circuito a triodi data la sua poca sensibilità. Il montaggio a tetrodi in ultra-

(*) *L'apparecchio è stato progettato nell'anno* 1951 *e dopo molteplici prove ed un collaudo ininterrotto di due anni viene ora costruito e venduto nella sua ultima veste dalla* SOC. ITALVIDEO *di Milano.*

linearità assicura a parità di distorsione una resa di potenza quasi doppia rispetto ad uno stadio in controfase di triodi.

Un sistema di bilanciamento è inserito nel circuito catodo griglia della valvole finali allo scopo di ottenere correnti perfettamente eguali nel trasformatore di uscita con la conseguente eliminazione di ogni magnetizzazione a corrente continua del nucleo dovuta a diversità costruttive dei tubi finali, tale circuito rende possibile l'impiego di valvole non rigorosamente selezionate.

In un telaio indipendente montato sullo stesso amplificatore si trovano lo stadio invertitore ed il preamplificatore.

La inversione è ottenuta con il sistema kathodyne e per tale impiego si usa la seconda metà di un doppio triodo 12AT7 le resistenze da 27 kΩ ai capi delle quali si ricavano le tensioni a fase inversa hanno una tolleranza dell'1 %.

Lo stadio fa uso di una controreazione di corrente la quale ne diminuisce la distorsione. L'accoppiamento allo stadio finale è fatto con due condensatori da 0,5 μF tali da offrire una piccola attenuazione alle più basse frequenze acustiche.

Uno stadio amplificatore di tensione precede l'invertitore di fase. E' usata la prima metà della valvola 12AT7, alla griglia di tale valvola oltre al segnale di BF è collegata la controreazione derivata dal secondario del trasformatore di uscita; la sensibilità dell'amplificatore che è di 0,2 V per la massima resa si riduce a 1/10 causa i 20 dB della controreazione. Sono pertanto necessari 2 V di ingresso per ottenere la resa massima in potenza.

Una sensibilità così bassa lungi dall'essere un inconveniente rende possibile il montaggio in un unico telaio dell'alimentatore e dell'amplificatore senza avere alcuna noia dovuta alla presenza della tensione alternata di rete e dei relativi campi elettromagnetici.

Pertanto nell'amplificatore in esame non si è dovuto ricorrere all'uso di un telaio separato per l'alimentatore.

La tensione di controreazione è applicata alla griglia e non al catodo come è uso generale. Si è evitato in tal modo il verificarsi di inneschi di oscillazioni a frequenze molto basse. La resistenza di placca

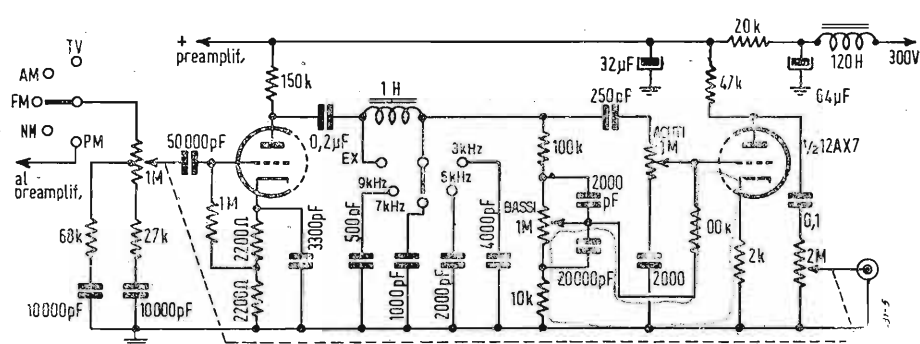



Fig. 2. - Schema elettrico del preamplificatore-equalizzatore con la regolazione fisiologica del volume, le regolazioni degli alti e dei bassi e il filtro (quattro posizioni, più la posizione di escluso).

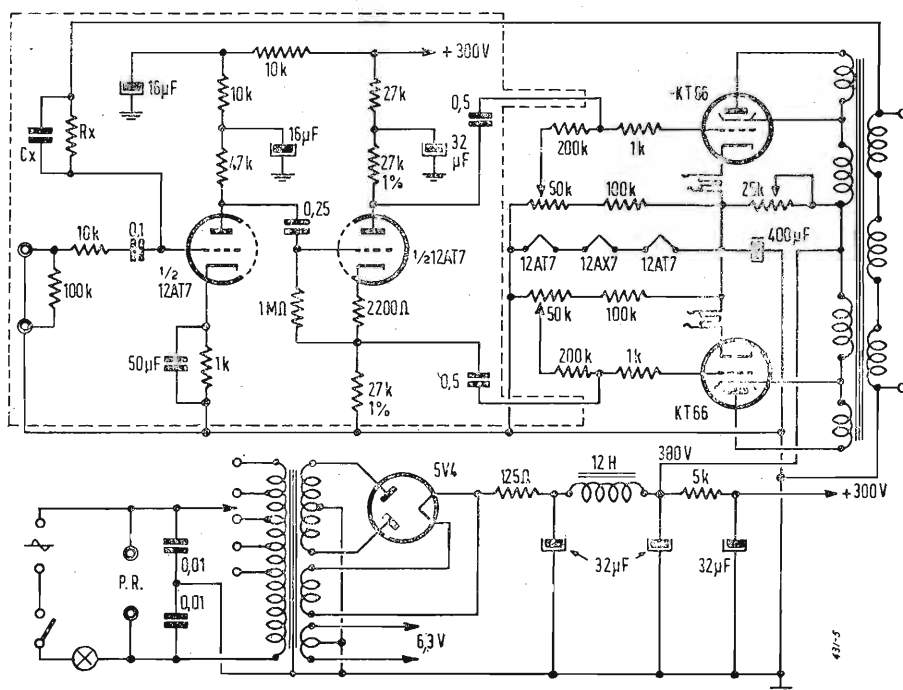



Fig. 3. - Schema elettrico dell'amplificatore finale. Da notare l'accensione in continua dei tubi, alimentati dalla corrente catodica dello stadio di potenza.

è di basso valore 47 kΩ si è rinunciato in tal modo a sfruttare in pieno l'amplificazione dello stadio a tutto vantaggio della uniformità della risposta.

Al trasformatore di uscita che è di costruzione molto delicata, perchè nel montaggio ad ultra-linearità il particolare anodico per la tensione di griglia-schermo ha un punto critico per un funzionamento lineare è realizzato in modo perfetto.

Il lamierino trattato ha una perdita di 1,1 W per chilogrammo, l'avvolgimento è suddiviso in nove parti connesse fra loro in modo da ottenere una induttanza dispersa trascurabile ed un esatto bilanciamento (*). La qualità dell'amplificatore è dovuta in gran parte all'esecuzione perfettamente riuscita di tale trasformatore.

(*) *Caratteristiche elettriche: impedenza primaria placca-placca* 6600Ω, *impedenza schermo-schermo* 1200Ω, *impedenza secondaria* 8Ω, *induttanza primaria* 100 H *circa, misurata a* 5 V *c.a. e a* 50 *periodi.*

4. - IL PREAMPLIFICATORE

Tutti i comandi del complesso sono sistemati sul frontale del telaio del preamplificatore, al quale fanno capo le connessioni dei vari sintonizzatori dell'incisore a nastro e del riproduttore fonografico.

Una notevole controreazione applicata in tre stadi minimizza la distorsione e rende l'amplificazione indipendente dalle variazioni delle tensioni di alimentazione, il segnale di uscita è di circa 2 V con una distorsione dello 0,1 %. Un doppio controllo di tono è in grado di variare la curva di risposta nelle bande estreme onde esaltare o attenuare a piacere dell'ascoltatore le varie frequenze musicali.

L'azione di tali comandi è a partire da una frequenza di scambio di 800 periodi

+ 20 dB — 20 dB	a	20 Hz	per i toni bassi
+ 10 dB — 10 dB	a	100 Hz	
+ 15 dB — 20 dB	a	15000 Hz	per i toni acuti
+ 10 dB — 5 dB	a	3000 Hz	

Un circuito basato sulle curve di Fletcher e Munson è inserito nel controllo di volume onde rendere la risposta in frequenza variabile con l'intensità sonora e mantenere in tal modo una piacevole riproduzione a qualsiasi livello.

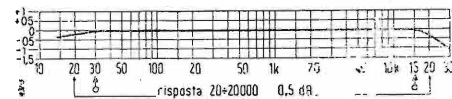



Fig. 5. - Risposta dell'amplificatore descritto in funzione della frequenza.

Per la riproduzione fonografica è usata la testina GE RPX47 a riluttanza variabile, poichè per ottenere una fedeltà elevata la testina è a bassa impedenza la tensione di uscita è di circa 8 mV si rende necessario quindi uno stadio a forte guadagno.

L'amplificazione di questo segnale è affidata ad uno stadio facente uso di una valvola 12AT7 scelta per le sue caratteristiche di basso fruscio, assenza di microfonicità, forte pendenza.

Nel circuito di ingresso della valvola 12AT7 è inserito in circuito equalizzatore per le varie incisioni fonografiche; mentre un filtro passabasso a rapida chiusura per la soppressione del fruscio, è connesso tra la placca del primo triodo e la griglia del secondo triodo della 12AX7.

Fig. 4. - Diagramma di confronto degli spettri acustici dei vari strumenti e delle bande interessate da diversi tipi di riproduzione (radio AM ed FM, dischi 78 giri vecchi, dischi più recenti e microsolco).

CONCLUSIONE

Il complesso è di intera costruzione nazionale e, pur essendo di costo inferiore, tiene vantaggiosamente il confronto con le migliori realizzazioni straniere; corredato da un diffusore acustico di adeguata qualità è in grado di dare una riproduzione musicale con un confortevole effetto di presenza.

Tutte le prove soggettive effettuate su un forte numero di ascoltatori con un buon orecchio musicale hanno suscitato consensi entusiastici. La riproduzione è stata giudicata indistinguibile dall'originale.

Carlo Tollari

Nuovo Tipo di Nastro

per Registratori Magnetici

Si ha notizia che sul mercato americano è apparso un nuovo tipo di nastro per registratori magnetici, su supporto di *mylar*. Tale sostanza è praticamente indistruttibile nelle normali condizioni di funzionamento entro — 50 °C e 150 °C. Viene ridotta in nastri aventi lo spessore di un millesimo di pollice e consente di avvolgere 540 m di nastro in luogo dei soliti 360 su magazzini aventi diametro di 18 cm.

*

Produzione Nazionale

Il Televisore « La Voce del Padrone »

con cinescopio metallico di 17 pollici

Il televisore modello 4303 A
La Voce del Padrone

Questa antica e conosciutissima Ditta radio-fonografica presenta un nuovo tipo di televisore da 17 pollici prodotto nei grandi stabilimenti di Via Domenichino a Milano, le caratteristiche tecniche dell'apparecchio sono qui riassunte.

1. - CARATTERISTICHE TECNICHE

Ricevitore consolle a 21 tubi elettronici, più tubo a raggi catodici da 17" metallico MW 4343, tipo intercarrier con grande altoparlante. Selettore a 7 canali.

Tubi elettronici

V_6 EF80 amplificatore RF; V_7 ECC81 oscillatore e mescolatore; V_8 EF80 amplificatore FI video e audio; V_9 EF80 amplificatore FI video e audio; V10 EF80 amplificatore FI video e audio; V_{11} EB41 2° rivelatore e C.A.S.; V_{12} EF80 amplificatore video; V_1 EF80 amplificatore FI audio a 5,5 MHz; V_2 EF80 amplificatore FI audio a 5,5 MHz; V_3 EQ80 discriminatore audio; V_4 EBC41 preamplificatore audio; V_5 PL82 amplificatore finale audio; V_{14} ECL80 separatore del sincro dal video e amplificatore invertitore del sincro; V_{15} ECC81 oscillatore orizzontale; e C.A.F.F.; V_{16} PL81 amplificatore finale orizzontale; V_{17} PY81 smorzatore e incrementatore; V_{18} EY51 raddrizzatore E.A.T.; V_{20} ECL80 amplificatore sincro verticale e oscillatore verticale; V_{21} PL82 amplificatore finale verticale; V_{19} AZ50 raddrizzatore biplacca; V_{13} MW4343 cinescopio 17" metallico.

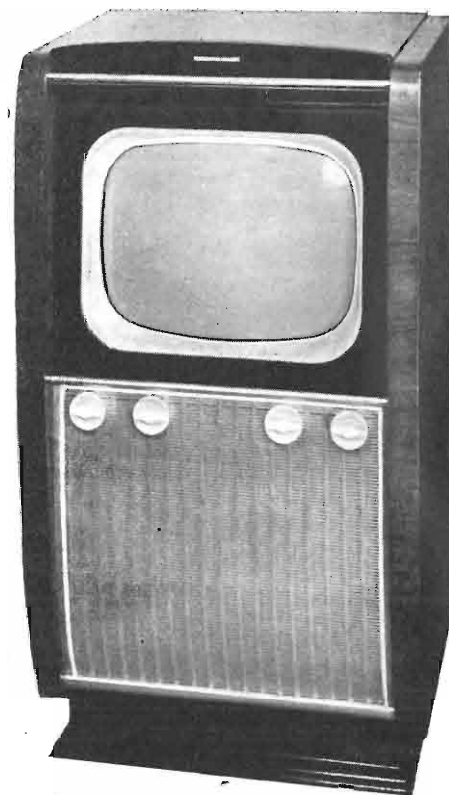
2. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

2.1. Sezione RF

a) *Circuito di entrata.* — Il segnale dal dipolo perviene attraverso i condensatori C_{24} e C_{25} al primario del trasformatore di aereo a presa centrale con impedenza di entrata 300 Ω. L'uso di una discesa di antenna a 75 Ω è pure acconsentito collegando la linea di trasmissione fra massa ed un estremo del primario.

b) *Amplificatore RF.* — Il pentodo V_6 agisce da amplificatore RF a larga banda; il suo guadagno è controllato dal C.A.S. e dal potenziometro 50 kΩ regolatore del contrasto (sensibilità). La banda passante è di circa 9 MHz su tutti i canali; la selettività del ricevitore è perciò affidata all'amplificatore di frequenza intermedia.

c) *Mescolatore e oscillatore locale RF.* — Il doppio triodo ECC81, V_7 ha la 2ª sezione montata come oscillatore Colpitt, mentre la 1ª sezione funge da stadio mescolatore.

La selezione dei canali è ottenuta con induttanza fissa e con condensatore variabile. Ad ogni canale corrisponde una posizione del variabile che consta di 10 sezioni, 5 per ogni banda. Ogni posizione può essere leggermente sfalsata agendo sopra il comando della sintonia fine.

Aspetto parziale del telaio del televisore La Voce del Padrone, modello 4303 A con cinescopio metallico di 17 pollici.

2.2. - Sezione FI

L'amplificatore di FI. — Consta di 3 stadi (V_8, V_9, V_{10}) a sintonia sfalsata con 4 circuiti accordati. Le frequenze di accordo dei singoli circuiti FI a partire dallo stadio mescolatore sono le seguenti: 20 MHz, 20 MHz, 19,3 MHz, 23 MHz, 20 MHz; si noti che i primi due circuiti a 20 MHz sono in pratica un circuito solo. I circuiti accordati a 17,5 MHz e a 18 MHz servono ad attenuare la portante FI audio di circa 30 db rispetto alla portante video FI come richiesto dal sistema intercarrier. Il circuito accordato a 16,6 MHz serve ad attenuare la portante audio del canale adiacente inferiore.

2.3. - Sezione 2° Rivelatore

Il doppio diodo V_{11} costituisce il 2° rivelatore e raddrizzatore per il C.A.S. Quest'ultimo agisce sugli stadi V_6, V_8 e V_9. Il ritardo del C.A.S. è controllato dal regolatore di sensibilità e contrasto.

2.4. - Sezione Amplificatore video

Il diodo V_{11} rivelatore è accoppiato allo stadio finale amplificatore video V_{12} direttamente, cioè senza perdita della componente continua, attraverso un circuito risonante a 5,5 MHz in serie con un gruppetto LR di compensazione delle alte frequenze. Il circuito anodico di V_{12} è pure compensato con due cellule per le alte frequenze. Il segnale video completo viene accoppiato direttamente al catodo del tubo r.c., quindi senza perdita della componente continua.

2.5. - Sezione audio

Dalla placca del 2° rivelatore V_{11} si preleva il battimento a 5,5 MHz modulato in frequenza, che dopo l'amplificazione degli stadi V_1 e V_2 accordati a tale frequenza, perviene al discriminatore a coincidenza V_3 costituito dal tubo EQ 80. Seguono gli stadi preamplificatori di BF (V_4) e finale di potenza V_5.

2.6. - Sezione sincronismo (gruppo di sintesi)

a) *Separatore sincro-video.* — Dal circuito anodico di V_{12} il segnale video completo viene addotto alla griglia della sezione pentodica di V_{14} (ECL80), che funziona da separatore autopolarizzato. Dalla placca della sezione pentodo il segnale sincro separato di polarità negativa viene accoppiato a resistenza e capacità alla sezione triodo dello stesso tubo ECL80 che funge da amplificatore invertitore.

b) *Oscillatore orizzontale e C.A.F.F.* — Il sincro completo arriva così con polarità positiva alla griglia della 1ª sezione del doppio triodo V15, ECC81, che realizza il C.A.F.F. secondo il noto principio della modulazione di larghezza del segnale sincronizzante (C.A.F.F. a durata d'impulso) anodico dell'oscillatore si nota il circuito volano accordato a 15625 Hz circa avente lo scopo di stabilizzare l'oscillatore stesso e di produrre la forma più conveniente per l'onda di confronto per il controllo automatico di frequenza e fase. La frequenza dell'oscillatore di linea si regola manualmente col potenziometro 0,1 MΩ.

c) *Stadio finale orizzontale.* — E' costituito dal pentodo V_{16} che riceve in griglia l'onda sincronizzata proveniente da C_{71}. Il circuito di carico anodico di V_{16} è costituito dall'autotrasformatore di uscita ad una presa del quale sono collegate le bobine di deviazione orizzontale di induttanza 6 mH e di resistenza 5,6 Ω. Il diodo V_{17} svolge l'azione di smorzator e di sopraelevatore della tensione continua di alimentazione, che si manifesta fra, massa e l'armatura inferiore di C_{66}. Con l'incrementata si alimentano l'anodo di V_{16}, l'anodo dello stadio finale verticale V_{21} e l'anodo dell'oscillatore bloccato verticale V_{20}. Il diodo V_{18} produce l'E.A.T. per il 2° anodo del tubo catodico, variabile da 13 á 16 KV a seconda della luminosità dell'immagine. In serie colle bobine di deviazione orizzontale è disposta la bobina a nucleo spostabile per la regolazione della larghezza del quadro. Il potenziometro 0,2 MΩ regola l'ampiezza del segnale applicato a V_{16} e contribuisce a linearizzare il dente di sega della corrente deviatrice.

d) *Oscillatore verticale e sua sincronizzazione.* — Sull'anodo di V_{20} si localizza il sincro di polarità positiva; questo subisce l'integrazione ad opera del circuito integratore a tre cellule. La tensione integrata applicata alla griglia della sezione triodica di V_{20} montata come oscillatore bloccato, serve a sincronizzarlo alla frequenza di 50 Hz. La frequenza di oscillazione libera verticale è regolabile col potenziometro 0,2 MΩ nel circuito di griglia del triodo di V_{20}.

e) *Stadio finale verticale.* — E' costituito dal pentodo V_{21} (PL82) di potenza. Il segnale sincronizzato a 50 Hz pilota proveniente da C_{97} è applicato alla griglia controllo attraverso al potenziometro 1 MΩ regolatore dell'altezza del quadro.

Fra placca e griglia controllo è disposto un circuito di controreazione per regolare la componente parabolica della corrente anodica. L'induttanza delle bobine deviatrici verticale è di 8 mH; la loro resistenza è di 9,6 Ω. Il condensatore C_{52} riporta in griglia del cinescopio una parte della tensione deviatrice verticale, con questo artificio si è provveduto un semplice mezzo per la cancellazione delle tracce dei ritorni verticali.

2.7. - Sezione alimentazione

a) *Accensione dei tubi.* — I tubi sono accesi in serie. I filamenti sono disposti in due rami derivati direttamente alla presa 110 volt c.a. 50 Hz sull'autotrasformatore di alimentazione, attraverso R_{54} e R_{55}. Per il tubo catodico si è disposto nel trasformatore di alimentazione un apposito secondario di accensione 6,3 V, 0,6 A. Per il tubo raddrizzatore biplacca AZ 50 (V_{19}) si fa uso di un apposito avvolgimento a 4 V, 3 A. I condensatori che figurano nei circuiti dei filamenti sono di disaccoppiamento fra gli stadi.

b) *Alimentatore delle tensioni anodiche* (*Vss*). — E' costituito dal tubo V_{19} AZ 50 raddrizzatore a due semionde e dai filtri associati. Il doppio triodo ECC81 (V_{15}) richiede circa 450 V di tensione anodica; ottenuta da un circuito duplicatore delle tensione 220 volt, che comprende i due raddrizzatori al selenio 14T20, e relativi filtri.

3. - COMANDI RICEVITORE

a) Comandi anteriori doppi coassiali da sinistra a destra:

1) Interruttore generale unipolare e regolatore di tono (agisce sulla controreazione nello stadio finale audio V_5).

2) Regolatore del volume sonoro (agisce nel circuito di griglia dello stadio V_4 preamplificatore di bassa frequenza audio).

3) Regolatore della frequenza verticale o di quadro (agisce sulla costante di tempo dell'oscillatore bloccato verticale).

4) Regolatore della frequenza orizzontale o di linea (agisce nel circuito anodico della 1ª sezione di V_{15}).

5) Regolatore del contrasto (agisce sul diodo C.A.S.) di V_{11}, modificando il ritardo e quindi la tensione di polarizzazione base degli stadi RF e FI controllati dal C.A.S.).

6) Regolatore di luminosità (agisce sulla tensione positiva di griglia del tubo catodico. La variazione di polarizzazione ottenibile col regolatore di luminosità è da 50 a 140 V circa.

7) Selettori di canali (agisce sui circuiti RF amplificatore e oscillatore come descritto nella «sezione RF»).

8) Regolatore della sintonia fine (agisce spostando di un piccolo angolo le sezioni del condensatore variabile).

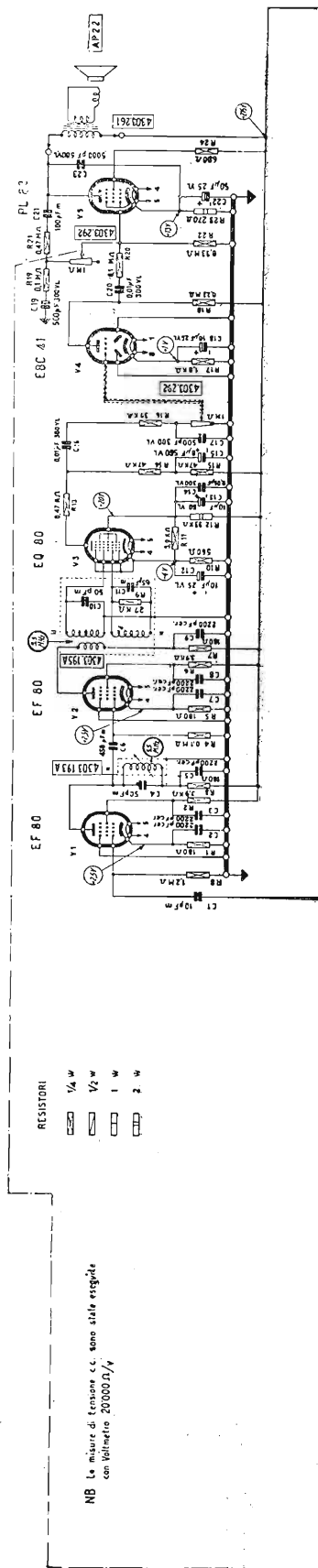
b) Comandi posteriori:

9) Controllo pilota e di linearità orizzontale (agisce nel circuito di griglia di V_{16} variando l'ampiezza del segnale applicato).

10) Controllo di altezza del quadro (agisce nel circuito di griglia di V_{21} variando l'ampieeza del segnale applicato).

11) Controllo di linearità verticale (agisce nel circuito di controreazione fra placca e griglia di V_{21}).

NB. — I regolatori 9, 10 e 11 sono potenziometri con albero tagliato per l'uso di un giraviti isolato.

Schema elettrico del televisore, La Voce del Padrone. Modello 4303 A con schermo di 17 pollici.

12) Controllo di larghezza del quadro (è la bobina 4303.263; agisce in serie alle bobine di deviazione orizzontale).

13) Controllo della focalizzazione (nitidezza) (agisce come shunt magnetico sul magnete permanente di messa a fuoco facente parte del gruppo di deviazione a focalizzazione).

Le fig. 1 e 2 rappresentano rispettivamente il ricevitore V.d.P. Mod. 4303 A, ed il telaio visto di sopra. Il cinescopio è indipendente dal telaio ed è fissato al mobile mediante apposito sostegno metallico e mascherina in materiale plastico. Il trasformatore di alimentazione è collocato sul fondo del mobile, ottenendosi così l'eliminazione completa di induzioni sul tubo catodico e delle conseguenti deformazioni e ondulazioni dell'immagine. Con tale disposizione il Mod. 4303 A è atto a funzionare anche con reti c.a. a 42 e 45 Hz, anzichè a 50 Hz. Il mobile consolle permette anche l'uso di un grande altoparlante il cui magnete permanente di campo, essendo assai dislocato rispetto al telaio e al tubo catodico, non ha alcuna influenza sul video. L'efficienza dell'altoparlante disposto nelle migliori condizioni acustiche, unitamente alla bassa frequenza audio particolarmente studiata forniscono una riproduzione sonora di alta qualità secondo la tradizione de « La Voce del Padrone ».

Electron

sulle onde della radio

Nei nostri numeri precedenti (*) vi abbiamo presentato un elenco di stazioni comprese tra le gamme d'onda seguenti:

49 m da 5885 kHz a 6248 kHz
inter. da 6260 kHz a 6995 kHz
41 m da 7006 kHz a 7420 kHz
inter. da 7480 kHz a 9340 kHz

Diamo ora un altro elenco di stazioni emittenti ad onda corta in modo che il nostro panorama delle stazioni ad onda corta mondiali possa gradualmente completarsi.

Antonino Pisciotta

(*) *Rubrica «sulle onde della radio», «l'antenna»* *Luglio* 1954 *XXVI, n.* 7, *pag.* 188-192 *e Settembre* 1954, *XXVI, n.* 9, *pag.* 231.

Campo di 31 m da 9355 kHz a 9835 kHz

kHz	m	Stazione - Nazione
9355	32.05	Quito HCIB (Ecuador)
9358	32.04	Madrid (Spagna)
9362	32.03	Avana COBC (Cuba)
9380	31.98	Alma-Ata (U.R.S.S.)
9385	31.96	Nuova Delhi VUD (India)
9385	31.96	Wladivostock (U.R.S.S.)
9400	31.91	Leopoldville OTM2 (Congo B.)
8410	31.88	Londra GRI (Gr. Bretagna)
9420	31.85	Caltanissetta O. C. (Italia)
9435	31.79	Avana COCH (Cuba)
9440	31.78	Brazzaville FZI (Afr. Eg. Fr.)
9450	31.73	Buenos Aires LRY (Argentina)
9475	31.70	Ankara TAP (Turchia)
9480	31.65	Mosca (U.R.S.S.)
9485	31.63	Carachi (Pakistan)
9490	31.61	Lagos (Nigeria)
9490	31.61	Mosca (U.R.S.S.)
9500	31.58	Mosca (U.R.S.S.)
9500	31.58	Messico City XEWW (Messico)
9500	31.58	V.O.A. Tangeri (Tangeri)
9500	31.58	Minsk (U.R.S.S.)
9500	31.58	Europa Libera (Germania Oc.)
9505	31.57	Praga ORL3B (Cekoslovacchia)
9505	31.57	Wienna II (Austria)
9505	31.56	Belgrado (Jugoslavia)
9505	31.56	Tokio (Giappone)
9505	31.56	La Paz CP38 (Bolivia)
9505	31.56	Rio de Janeiro PRB22 (Brasile)
9510	31.55	Londra GSB (Gr. Bretagna)
9515	31.53	Ankara TAT (Turchia)
9515	31.53	Mosca (U.R.S.S.)
9520	31.51	Copenaghen OZF (Danimarca)
9520	31.51	Cincinnati WLWO (U.S.A.)
9520	31.51	V.O.A. Tangeri (Tangeri)
9520	31.51	Wellington ZL18 (Nuova Zelanda)
9520	31.51	Colombo (Ceylon)
9526	31.50	Damasco (Siria)
9525	31.50	London GWJ (Gr. Bretagna)
9528	31.49	Warsavia (Polonia)
9530	31.48	Schenectady WDSI3 (U.S.A.)
9530	31.48	Mosca (U.R.S.S.)
9530	31.48	Calcutta VUC (India)
9530	31.48	Saigon (Vi tnam)
9535	31.46	Schwarzenburg HER4 (Svizzera)
9535	31.46	Motala SBU (Svezia)
9535	31.46	Avana COCO (Cuba)
9540	31.45	V.O.A. Monaco B. (Germania Occidentale)
9540	31.45	V.O.A. Tangeri (Tangeri)
9540	31.45	Lyndhurst VLG2 (Australia)
9540	31.45	Shepparton VLC5 (Australia)
9540	31.45	Wellington ZL2 (Nuova Zelanda)
9540	31.45	Parigi (Francia)
9540	31.45	Lima (Perù)
9545	31.34	Rio de Janeiro PRG9 (Brasile)
9545	31.34	Londra (Gr. Bretagna)
9545	31.34	V.O.A. Tangeri (Tangeri)
9550	31.41	Bound Brook WECA (U.S.A.)
9550	31.41	Parigi (Francia)
9550	31.41	Praga OLR3A (Cekoslovacchia)
9550	31.41	Nuova Delhi VUB (India)
9550	31.41	Nuova Delhi VUD (India)
9550	31.41	C. Vaticano HVJ (Vaticano)
9550	31.41	Mosca (U.R.S.S.)
9550	31.41	Oslo LKJ (Norvegia)
9555	31.40	Poori (Finlandia)
9555	31.40	Europa Libera (Germania Oc.)
9555	31.40	Warsavia (Polonia)
9550	31.40	Damasco (Siria)
9555	31.40	Cairo (Egitto)
9560	31.38	V.O.A. Tangeri (Tangeri)
9560	31.38	Parigi (Francia)
9560	31.38	Tokio JBD2 (Giappone)
9560	31.38	Cincinnati WLWO (U.S.A.)
9560	31.38	Bound Brook WRCA (U.S.A.)
9560	31.38	Shepparton VLB (Australia)
9560	31.38	Shepparton VLC9 (Australia)
9560	31.38	Nuova Delhi VUD (India)
9565	31.36	Tokio JBD2 (Giappone)
9565	31.36	Mosca (U.R.S.S.)
9565	31.36	Nuova Delhi (India)
9565	31.36	Recife ZUK3 (Brasile)
9570	31.35	Warsavia (Polonia)
9570	31.35	Roma (Italia)
9570	31.35	Londra GWK (Gr. Bretagna)
9570	31.35	Algeri (Algeria)
9575	31.33	Warsavia (Polonia)
9580	31.32	Londra GSC (Gr. Bretagna)
9580	31.32	Shepparton VLA9 (Australia)
9580	31.32	Lyndhurst VLG9 (Australia)
9585	31.30	Djakarta YDF6 (Indonesia)
9585	31.30	Sackwille CKLO (Canadà)
9590	31.28	V.O.A. Tangeri (Tangeri)
9590	31.28	New York WABC (U.S.A.)
9590	31.28	Hilversum PCJ (O.anda)
9593	31.28	Santiago CE960 (Cile)
9595	31.27	Mosca (U.R.S.S.)
9595	31.27	Europa Libera (Germania Oc.)
9600	31.25	Londra GRY (Gr. Bretagna)
9600	31.25	Leningrado (U.R.S.S.)
9600	31.25	Kabul Afganistan)
9600	31.25	Warsavia (Polonia)
9600	31.25	Johannesburg (Sud-Africa)
9607	31.23	Atene (Grecia)
9607	31.23	Europa Libera (Germania Oc.)
9610	31.22	Sackwille CHLS (Canadà)
9610	31.22	Oslo LLG (Norvegia)
9610	31.22	Rio de Janeiro ZYC8 (Brasile)
9610	31.22	Perth VLW (Australia)
9610	31.22	Perth VLX (Australia)
9610	31.22	Tamojo ZYC8 (Brasile)
9610	31.22	Addis Abeba ETA (Abissinia)
9610	31.22	GOA CR8AB (India Portogh.)
9615	31.20	V.O.A. Tangeri (Tangeri)
9615	31.20	New York WRCA (U.S.A.)
9615	31.20	Shepparton VLA (Australia)
9615	31.20	Shepparton VLB (Australia)
9615	31.20	Shepparton VLC (Australia)
9615	31.20	Wien II (Austria)
9620	31.19	Salisburgo BDN (Austria)
9620	31.19	Parigi (Francia)
9620	31.19	Motala (Svezia)
9620	31.19	Mosca (U.R.S.S.)
9620	31.19	New Delhi VUD (India)
9620	31.19	Belgrado (Jugoslavia)
9625	31.17	Londra GWO (Gr. Bretagna)
9625	31.17	Messico City XEBT (Messico)
9630	31.15	Mosca (U.R.S.S.)
9630	31.15	Roma (Italia)
9630	31.15	Nuova Delhi (India)
9630	31.15	Sackwille CKLO (Canadà)
9635	31.14	V.O.A. Tangeri (Tangeri)
9640	30.12	Londra GVZ (Gr. Bretagna)
9640	30.12	Colonia CXA8 (Uruguay)
9640	30.12	Avana COX4 (Cuba)
9640	30.12	Mosca (U.R.S.S.)
9645	31.10	C. Vaticano HVJ (Vaticano)
9645	31.10	Oslo LLH (Norvegia)
9645	31.10	Wienna II (Austria)
9650	31.09	Djeddah (Arabia Saudita)
9650	31.09	Carachi APK2 (Pakistan)
9650	31.09	New York WABC (U.S.A.)
9655	31.07	Mosca (U.R.S.S.)
9655	31.07	Lymassol ZTM8 (Cypro)
9655	31.07	Leopoldville OTC (Congo B.)
9655	31.07	Europa Libera (Germania Oc.)
9660	31.06	Londra GWP (Gr. Bretagna)
9660	31.06	C. Vaticano HVJ (Vaticano)
9660	31.06	Mosca (U.R.S.S.)
9660	31.06	Buenos Aires LRX (Argentina)
9660	31.06	Nuova Delhi VUD (India)
9665	31.04	Wienna II (Austria)
9665	31.04	Mosca (U.R.S.S.)
9665	31.04	Schwarzenburg HEU3 (Svizzera)
9665	31.04	Lisbona (Portogallo)
9670	31.02	New York WRCA (U.S.A.)
9670	31.02	Mosca (U.R.S.S.)
9675	31.01	Londra GWT (Gr. Bretagna)
9680	30.99	V.O.A. Tangeri (Tangeri)
9680	30.99	Mosca (U.R.S.S.)
9680	30.99	Parigi (Francia)
9680	30.99	Santiago HI2A (Rep. Dominicana)
9680	30.99	Messico City X2QQ (Messico)
9680	30.99	Nuova Delhi VUD (India)
9685	31.98	V.O.A. Tangeri (Tangeri)
9690	30.96	Londra GRX (Gr. Bretagna)
9690	30.96	Mosca (U.R.S.S.)
9690	30.96	Singapore (Malacca)
9700	30.93	V.O.A. Tangeri (Tangeri)
8700	30.93	Cincinnati WLWO (U.S.A.)
9700	30.93	Martinica FNRI (Martinica)
9700	30.93	Buenos Aires LRA (Argentina)
9700	30.93	Sofia (Bulgaria)
9710	30.90	Mosca (U.R.S.S.)
9710	30.90	Nuova Lisbona CR6RD (Angola)
9710	30.90	Roma (Italia)
9710	30.90	Djakarta (Indonesia)
9710	30.90	Europa Libera (Germania Oc.)
9720	30.87	Nuova Delhi VUD (India)
9720	30.87	Mosca (U.R.S.S.)
9720	30.87	V.O.A. Tangeri (Tangeri)
9720	30.87	Rio de Janeiro PRL7 (Brasile)
9730	30.83	Lipsia (Germania Or.)
9730	30.83	Valparaiso CE973 (Chile)
9735	30.82	Amburgo (Germania Oc.)
9735	30.82	Londra (Gr. Bretagna)
9740	30.80	Lisbona CSA (Portogallo)
9740	30.80	Mosca (U.R.S.S.)
9745	30.79	Lisbona CSA26 (Portogallo)
9745	30.79	Leopoldville OTC (Congo B.)
9745	30.79	Quito HJCB (Ecuatore)
9750	30.78	Omdurman (Sudan)
9750	30.78	Mosca (U.R.S.S.)
9750	30.78	Cairo (Egitto)
9750	30.78	Parigi (Francia)
9750	30.78	Buenos Aires (Argentina)
9760	30.74	Guatemala (Guatemala)
9760	30.74	Londra (Gr. Bretagna)
9760	30.74	Mosca (U.R.S.S.)
9768	30.73	Leopoldville OTM (Congo B.)
9770	30.70	Mosca (U.R.S.S.)
9770	30.70	Rio de Janeiro PRL4 (Brasile)
9775	30.71	Europa Libera (Germania Oc.)
9780	30.67	Mosca (U.R.S.S.)
9780	30.67	Roma (Italia)
9790	30.63	Mosca (U.R.S.S.)
9800	30.61	Mosca (U.R.S.S.)
9805	30.59	Laurenco Marq. CR7BE (Mozambico)
9825	30.53	Londra GRH (Gr. Bretagna)
9825	30.53	Colombo (Ceylon)
9833	30.50	Budapest (Ungheria)
9833	30.50	Avana COBL (Cuba)
9835	30.50	Mosca (U.R.S.S.).

Gamma intermedia tra 31 m e 25 m (9850 kHz e 11090 kHz)

kHz	m	Stazione - Nazione
9850	30.47	Omdurman (Sudan)
9870	30.40	Johannesburg (Sud Africa)
9880	30.36	Mosca (U.R.S.S.)
9915	30.26	Londra GRU (Gran Bretagna)
9958	30.12	Quito HCJB (Ecuador)
9965	30.10	Brazzaville FZJ (Africa Eq. Francese)
9972	30.07	Cabul (Afganistan)
10055	29.82	Cairo (Egitto)
10075	29.77	Port-Au-Prince (Haiti)
10220	29.35	S. Paolo PSH (Brasile)
10260	29.24	Pechino (Cina)
10310	28.97	Europa Libera (Germania Oc.)
11090	27.05	Ponta Delgada CSA92 (Azzorre)

(continua)

* * *

U. S. A.

Il 1° Novembre prossimo i servizi della «La Voce dell'America» saranno trasferiti da New York a Washington.

Trasferimento oneroso che costerà presso a poco un milione di dollari.

In effetti si tratta di spostare circa mille persone e l'installazione di 14 «studios». Tutto è regolato in modo che non vi sarà alcuna interruzione dei programmi.

Ricordiamo che «La Voce dell'America» controlla 76 trasmissioni nei due emisferi e che essi trasmettono in 34 lingue.

Il Direttore Mr. Leonard F. Erikson dimissionario sarà sostituito con Mr. J.R. Poppel, specialista in questioni radiofoniche.

rassegna della stampa

Circuito Audio Intercarrier con un PABC80

di A.J.H. Nieveen van Dijkum

1. - Descrizione del circuito*

Si descrive un circuito audio basato sull'uso di un triplo diodo-triodo PABC80 preceduto da un tubo EF80 amplificatore intercarrier e seguito da un tubo PL82 o ECL80 quale amplificatore finale.

La fig. 1 è riprodotto il circuito audio. Il segnale intercarrier per questo circuito è derivato direttamente dal carico del rivelatore video, normalmente costituito da un resistore di 3.9 kΩ shuntato da un condensatore di 10 pF.

Fig. 1. - Circuito elettrico. Valori: $R_1 = R_4 = 1$ kΩ, ¼ W; $R_2 = R_{12} = R_{14} = 1$ MΩ, ¼ W; $R_3 = 33$ kΩ, 1 W; $R_5 = 1{,}5$ kΩ, ¼ W; $R_6 = 15$ Ω, ¼ W; $R_7 = 27$ kΩ, ¼ W; $R_8 = 0.5$ MΩ variabile; $R_9 = 56$ kΩ, ¼ W; $R_{10} = 10$ MΩ; $R_{11} = R_{13} = 0{,}1$ MΩ, ¼ W; $R_{15} = 82$ kΩ, ¼ W; $C_1 = 22$ pF, cer.; $C_2 = 560$ pF, cer.; $C_3 = C_7 = C_8 = 1500$ pF, cer.; $C_4 = C_9 = 330$ pF, cer.; $C_5 = C_{11} = 33$ pF, cer.; $C_6 = C_{10} = C_{12} = 30$ pF, trimmer; $C_{13} = 1800$ pF, carta; $C_{14} = 5$ μF, 50 V, elettr.; $C_{15} = C_{16} = 0{,}01$ μF, carta; $C_{17} = 0{,}018$ μF, carta; $C_{18} = 1200$ pF, carta; $C_{19} = 2200$ pF, carta; $L_1 = 1$ mH.

Il canale audio deve essere evidentemente progettato in modo da poter ottenere una adeguata soppressione e una tensione audio di sufficiente ampiezza in corrispondenza di un segnale avente livello appena sufficiente per una visione utile. Il minimo segnale intercarrier disponibile può essere previsto nel seguente modo.

Posto il segnale video utile minimo sul tubo a r.c. pari a 50 V picco-picco, il segnale video all'ingresso dell'amplificatore video deve essere di 1,25 V picco-picco, nell'ipotesi di un guadagno di tensione di circa 40. Questa tensione deve essere raggiunta in corrispondenza a una profondità di modulazione normalmente del 90 %. In base a semplici considerazioni circa il rendimento del rivelatore e del rapporto tra segnale audio FI e segnale video FI, che qui tralasciamo per brevità, si può prevedere che il segnale intercarrier in corrispondenza alle condizioni di minimo menzionate sopra, disponibile sulla griglia della EF80, sia pari a 130 mV.

2. - Circuito di controreazione

Il segnale intercarrier sul primario del discriminatore è rettificato dal diodo d_1 del tubo PABC80. La rete per riportare all'ingresso il segnale rettificato deve soddisfare alle condizioni contrastanti di presentare una bassa costante di tempo e di evitare nello stesso tempo la controreazione del segnale intercarrier sulla griglia controllo del pentodo, in quanto ciò può dar luogo a instabilità. Per questa ragione la rete di controreazione è composta di due maglie, una costituita dall'induttore RF L_1 e dal condensatore C_4 l'altra dal resistore R_1 e dal condensatore C_2. Nel circuito di griglia di fig. 2 la tensione intercarrier è portata dal punto A alla griglia, poichè il punto A rappresenta una presa intermedia capacitiva del circuito accordato, in quanto l'impendenza di C_2 risulta molto inferiore a quella di C_1. Inoltre, giacchè il punto A risulta una presa intermedia del circuito accordato, l'impendenza di C_2 non è $1/j\omega C_2$, bensì:

$$X_{C2} = \left(\frac{C_1}{C_2}\right)^2 R_g$$

in cui R_g è l'impendenza totale del circuito di griglia.

Poichè X_{C2} è molto maggiore di $1/j\omega C$ il rendimento di questo circuito è notevolmente inferiore di quanto ci si potesse aspettare. Per evitare ciò si è preferito i circuito di griglia di fig. 1 che oltre tutto assicura una alta stabilità.

Come già detto, la rete per riportare all'ingresso il segnale rettificato deve avere una piccola costante di tempo. Questa esigenza può essere spiegata per mezzo di fig. 3, che illustra l'influenza della costante di tempo sul segnale intercarrier. In fig. 3*a*) viene riprodotto l'oscillagramma di una portante modulata con impulsi, applicata alla griglia dell'EF80. La fig. 3*b*) riporta gl'impulsi demodulati e il segnale sull'anodo dell'EF80 per un circuito rivelatore e una rete di controreazione con costante di tempo elevata. Si può notare come l'ampiezza degli impulsi nel segnale intercarrier sia considerevolmente ridotta e come siano presenti impulsi stretti di ampiezza relativamente grande capaci di produrre disturbi abbastanza seri. La fig. 3*c*) si riferisce a circuiti con piccola costante di tempo: gli impulsi sono ulteriormente ridotti e non danno luogo ad alcun disturbo apprezzabile.

3. - Soppressione della modulazione d'ampiezza da parte del rivelatore

La modulazione d'ampiezza residua nel segnale intercarrier viene ulteriormente ridotta nel discriminatore a rapporto. L'entità della riduzione dipende, in genere, dall'ampiezza del segnale intercarrier al primario del discriminatore e dal valore istantaneo dello spostamento di frequenza del segnale intercarrier. La fig. 4 fornisce una famiglia di curve che danno diversi valori di α (aliquota di soppressione della modulazione di ampiezza) in funzione della tensione di uscita del rivelatore e dei valori istantanei dello spostamento di frequenza del segnale d'ingresso. Il valore di α è definito come rapporto della tensione di uscita ad AF del discriminatore, al quale è applicato un segnale FM con

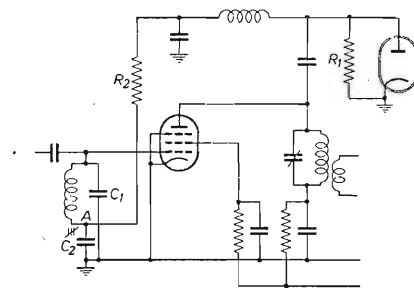



Fig. 2. - Esempio di EF80 con circuito di griglia che può dar luogo a instabilità. Nel testo si forniscono particolari di questo circuito

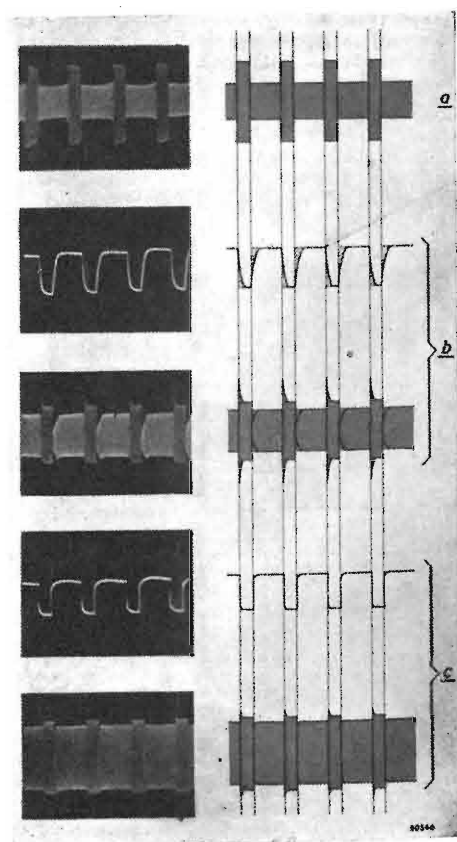



Fig. 3. - Influenza della costante di tempo de circuito di controreazione sul segnale intercarrier (vedi testo).

(*) *Electronic Application Bulletin*, aprile-maggio 1954, vol. 15, n. 4-5, pag. 61.

deviazione di frequenza di 15 kHz, e la tensione di uscita ad AF del discriminatore, al quale è applicato un segnale AM della stessa ampiezza e con modulazione del 30 %.

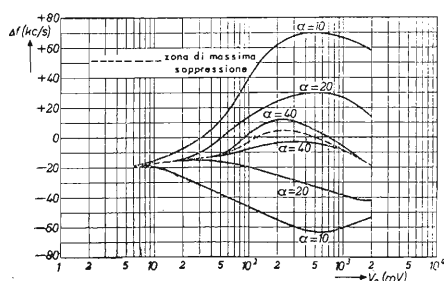
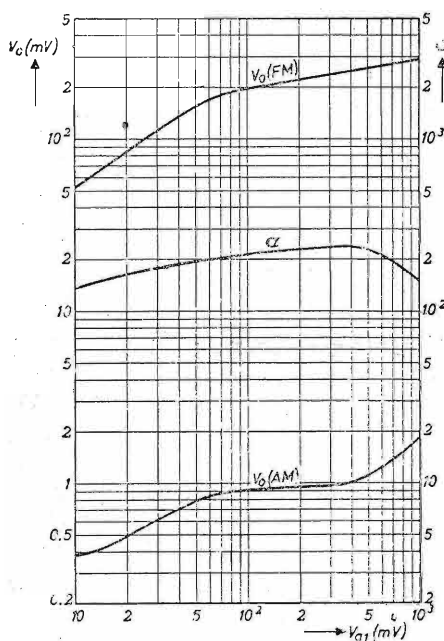



Fig. 4. - Fattore di soppressione α del discriminatore a rapporto in funzione dei valori istantanei della deviazione di frequenza del segnale intercarrier e della tensione di uscita del discriminatore.

Il grafico di fig. 4, rivela che la massima soppressione della modulazione d'ampiezza non sempre capita quando il segnale applicato al discriminatore ha la frequenza centrale. Ciò, tuttavia, è preferibile in quanto nei ricevitori FM l'ascoltatore accorda il proprio apparecchio su quella frequenza per la quale si ha la massima soppressione della modulazione d'ampiezza. Nei ricevitori televisivi intercarrier ciò non è possibile e il canale audio deve essere progettato in modo che il discriminatore a rapporto lavori sempre entro quella zona in corrispondenza della quale si ha l'ottimo per quanto riguarda la soppressione della modulazione di ampiezza.

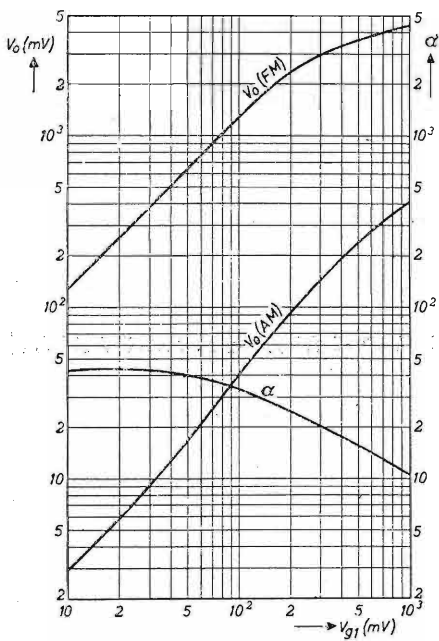
La fig. 4 mostra che α raggiunge un massimo in corrispondenza della frequenza centrale quando il segnale di uscita del discriminatore a rapporto è compreso tra 100 e 500 mV.

Nelle figg. 5 e 6 si sono riportati il fattore di soppressione dell'intera sezione audio, nel caso di fig. 5 con il circuito di controreazione operante, in fig. 6 col medesimo distaccato. In entrambe le figure sono segnate tre curve: quella segnata V_0 (FM) rappresenta il segnale di uscita del discriminatore per un segnale FM modulato con una deviazione di 15 kHz applicato alla griglia dell'amplificatore; quella segnata V_0 (AM) rappresenta il segnale di uscita del discriminatore per un segnale AM con modulazione del 30 %; la curva α fornisce il fattore di soppressione generale.

Come può vedersi in fig. 6, quando il circuito di controreazione è inoperante, il rivelatore fornisce un segnale tra 100 e 500 mV già per un segnale sulla griglia di 10 mV. Avendo posto che l'ampiezza del segnale intercarrier sulla griglia dell'EF80 sia di 130 mV in corrispondenza del minimo segnale video utile, la controreazione e il circuito C.A.G. possono ridurre il guadagno dell'amplificatore nel rapporto 10/130 di quello che si avrebbe senza controreazione e C.A.G.

Il C.A.G. è fornito dal diodo usato nel circuito di controreazione. Il C.A.G. è leggermente ritardato ponendo un resistore in serie con la griglia schermo del tubo amplificatore.

Il segnale intercarrier disponibile su L_3 non è applicato direttamente alla presa centrale di L_4, ma tramite una rete sfasatrice R_6C_{10}. Il discriminatore a rapporto è bilanciato da questa rete e dal resistore R_5 che migliora grandemente la soppressione della modulazione d'ampiezza. Il trimmer C_{10} deve essere regolato dopo che si è agito su C_6 e su C_{12}. Quando il trasformatore e C_{10} vengono messi a punto, si deve aver cura che l'ampiezza del segnale applicato all'ingresso sia quella voluta, in modo che il discriminatore funzioni nella gamma desiderata. Durante la messa a punto del trasformatore, C_{10} deve essere tenuto a metà corsa. Poi viene applicato un segnale AM, in corrispondenza alla frequenza centrale e di ampiezza adatta al rivelatore, e C_{10} viene regolato fino ad avere un minimo di segnale AM all'uscita.

4. - Stadio AF.

Il segnale di uscita fornito dal discriminatore è applicato alla griglia della sezione triodo del PABC80, tramite un filtro di deenfasi R_7 C_{13} e un potenziometro R_8 per la regolazione di volume (fig. 1). La polarizzazione del triodo è ottenuta per mezzo del resistore di griglia di 10MΩ. Quando si utilizza un ECL80 quale tubo finale audio, la sezione triodo può essere impiegata per ulteriore amplificazione di AF. Il guadagno totale risulta allora talmente elevato da poter applicare una notevole controreazione allo studio finale. Posta una uscita media di 250 mV per segnali FM con deviazione di 15 kHz e una potenza di uscita dell'ECL80 di 1,75 W, si può sacrificare alla controreazione un guadagno pari a 26.

Se si usa invece un PL80, il guadagno diviene inferiore e il guadagno disponibile per la controreazione scende a 3,3. Avendo in compenso una maggior potenza disponibile.

5. - Conclusioni e dati costruttivi

L'A. termina esaminando l'influenza di eventuali variazioni del $\pm$ 10 % nei valori di alcuni elementi circuitali. Ne sono seguite variazioni di α (20 %), di V_0 (10 %) e della distorsione totale (25 %) Infine vengono tabulati i risultati di una serie di misure eseguite sul circuito di fig. 1.

In un ultimo paragrafo vengono riportati i dati costruttivi degli avvolgimenti. Il trasformatore d'ingresso è avvolto su un cilindretto con diametro esterno di 6 mm. L'induttanza degli avvolgimenti può essere regolata per mezzo di un nucleo avente diametro di 5 mm e lunghezza di 11 mm. Primario e secondario sono avvolti su supporto cilindrico e consistono di 70 spire ciascuno di rame smaltato da 0.12 mm. Entrambi gli avvolgimenti sono lunghi 10.5 mm, il primario è completamente coperto dal secondario da cui è isolato da uno strato di carta con spessore di 15 μ.

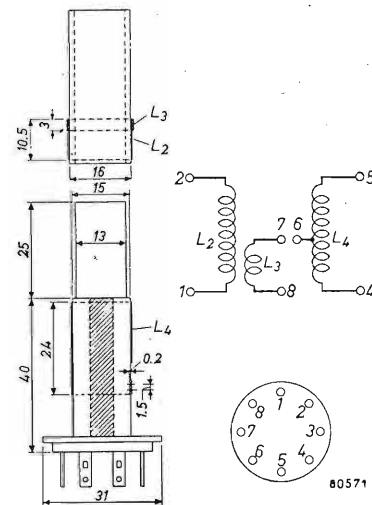



Fig. 7 - Dati costruttivi del trasformatore a rapporto.

La fig. 7 fornisce i dettagli costruttivi del supporto e del nucleo del trasformatore a rapporto. L_1 è avvolto su un supporto fisso di polistirene con diametro esterno di 15 mm racchiudente un nucleo di ferroxcube 4D con diametro di 6 mm. La parte superiore di questo supporto ha un diametro di soli 13 mm e porta un secondo supporto con diametro esterno di 16 mm sul quale sono avvolte L_2 e L_3. L'accoppiamento è regolato spostando assialmente i due supporti.

L_4 è costituito da 45 spire di filo 0,1 mm, due coperture seta; presenta induttanza di 28 μH e un Q di 85. L_2 è bifilare con 2 × 16 spire di filo 0.45 mm, smaltato; presenta induttanza di 15 μH e un Q di 150. Infine L_3 è costituito da 11 spire di filo 0.1 mm, due coperture seta. La capacità tra L_2 e L_3 è 22 pF $\pm$ 3 pF.

(Trigger)

Fig. 5. - Influenza del circuito di controreazione sulle grandezze α, V_0(FM) e V_0(AM).

Fig. 6. - Come in fig. 5 ma in assenza del circuito di controreazione.

Nuovo tipo di Trappola Ionica a Magnete Permanente *

di W.F. Niklas

1. - Funzione e principio della trappola ionica

Il pennello elettronico dei tubi a raggi catodici usati, ad esempio, in televisione, è formato non solo da elettroni ma anche da ioni positivi e da ioni negativi. Gli ioni positivi si muovono verso il catodo e di essi non ci occupiamo. Gli ioni negativi sono al contrario accelerati in direzione dello schermo. Purtuttavia questi ioni sono molto meno deviati degli elettroni dai campi magnetici; in modo che il magnete di concentrazione e le bobine di deviazione non influenzano praticamente la loro traiettoria. L'effetto provocato dal fascio di ioni, che colpiscono lo schermo

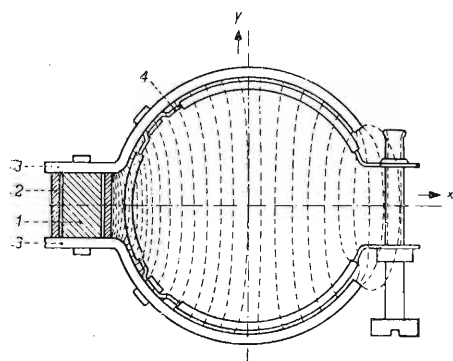



Fig. 1. - Magnete per trappola ionica di tipo solito. Con 1 si è indicato il magnete permanente (ticonal) con 2 il tubetto contro il quale sono fissate le espansioni polari 3. Con 4 si è segnato il collare di materiale non magnetico che permette di fissare il tutto al collo del tubo a raggi catodici. Si sono indicate schematicamente le linee di flusso tra le espansioni polari.

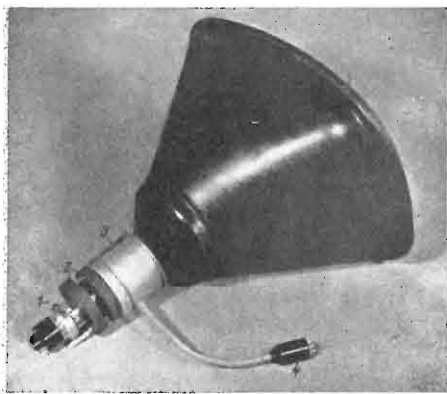



Fig. 2. - Tubo a raggi catodici sul collo del quale sono fissati: il magnete della trappola ionica (1), il magnete di concentrazione (2) e le bobine di deviazione (3).

fluorescente in una zona centrale relativamente ristretta, è noto e di esso non ci soffermiamo.

Ci basti dire che è necessario togliere dal fascio elettronico gli ioni negativi presenti. Ciò viene eseguito con un dispositivo che prende nome di trappola ionica.

Uno dei sistemi più pratici è quello di costruire il cannone elettronico con l'elettrodo terminale piegato a gomito (circa una diecina di gradi) e di disporre il tutto entro un campo magnetico trasversale appropriato, il quale devia gli elettroni in misura notevolmente maggiore degli ioni. Dal dispositivo accennato gli elettroni vengono deviati di quanto è piegato a gomito l'elettrodo terminale, sì che all'uscita di esso l'asse del fascio elettronico coincide con l'asse meccanico del tubo, mentre gli ioni continuando praticamente la loro traiettoria rettilinea finiscono contro le pareti dell'elettrodo terminale. Il campo magnetico trasversale è quello di un magnete che, fino ad oggi, aveva frequentemente la forma indicata in fig. 1.

L'angolo di cui sono deviati gli elettroni dipende non solo dal campo magnetico, ma anche dalla velocità con cui gli elettroni lo attraversano, cioè dalla tensione di accelerazione. Se si vuole che gli elettroni passino attraverso l'apertura dell'elettrodo finale è necessario adattare il campo magnetico alla tensione di accelerazione. Ciò viene eseguito spostando il magnete lungo il collo del tubo. Avvicinando il magnete allo zoccolo, l'effetto del campo si indebolisce e viceversa.

La distribuzione del campo magnetico entro la trappola ionica è determinata principalmente dalla forma delle espansioni polari del magnete ed essa influenza anche la concentrazione del pennello elettronico sullo schermo fluorescente. Si è trovato che è possibile rendere minima tale influenza senza aumentare il costo di fabbricazione della trappola, dando una particolare forma alle espansioni polari del magnete.

2. - La deviazione di un campo magnetico

Se si suppone che gli elettroni e gli ioni negativi abbandonino la superficie catodica con velocità nulla, si compie un errore assai piccolo. In una sezione del fascio in cui il potenziale rispetto al catodo è di V volt, ogni particella negativa avente carica q acquista una energia cinetica qV e se la massa di una di esse è indicata con m, la velocità della stessa può essere scritta:

$$v = \sqrt{\frac{2qV}{m}} \qquad (1)$$

secondo la meccanica elementare il raggio di curvatura di una particella sottoposta a una forza trasversale Fn è:

$$r = \frac{mv^2}{F_n};$$

nel campo d'induzione B del magnete permanente F_n risulta pari a Bvq. Pertanto tenendo conto della (1) si può scrivere

$$r = \frac{1}{B} \sqrt{2V} \sqrt{\frac{m}{q}} \qquad (2)$$

almeno in prima, ma sufficiente, approssimazione.

Il raggio di curvatura risulta pertanto proporzionale in ciascun punto a $\sqrt{m/q}$. Ora questa espressione assume valori notevolmente maggiori per gli ioni che per gli elettroni (43 volte per gli ioni di idrogeno; 170 volte per gli ioni di ossigeno a carica

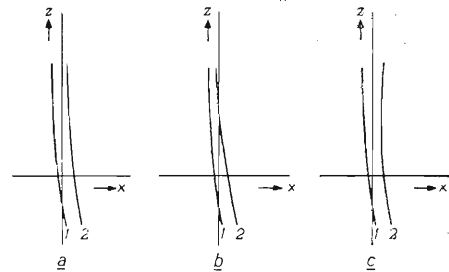



Fig. 3-a). - Allorché un fascio di elettroni con traiettorie parallele, la velocità dei quali non dipende che da z, entra in un campo magnetico esso pure funzione della sola z, le traiettorie dei singoli elettroni si deducono le une dalle altre per semplici traslazioni perpendicolari all'asse z.

b) Allorché il campo decresce nella direzione delle x crescenti, l'elettrone 2 si trova sempre in un campo più debole che non l'elettrone 1. La traiettoria di 2 è meno fortemente incurvata di quella di 1 e il fascio risulta convergente nel piano x-z.

c) Allorché il campo aumenta nella direzione delle x crescenti, l'elettrone 2 si trova sempre in un campo più forte che non l'elettrone 1. La traiettoria di 2 è più fortemente misurata di quella di 1 e il fascio risulta divergente nel piano x-z.

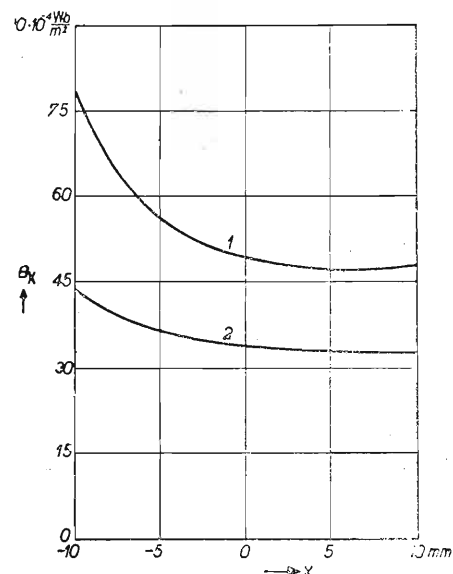



Fig. 4. - Variazione lungo l'asse x del campo magnetico di un magnete del tipo di fig. 1 (curva 1) e del tipo di fig. 6 (curva 2).

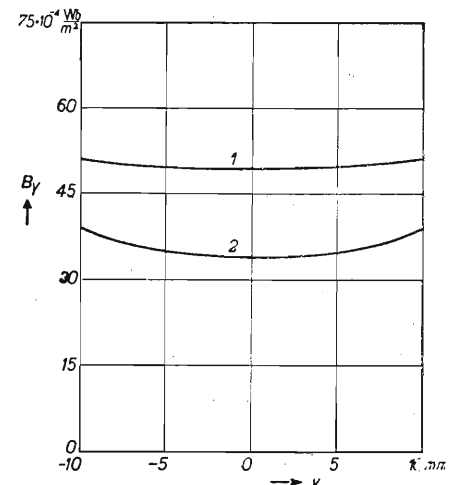



Fig. 5. - Variazione lungo l'asse y del campo magnetico di un magnete del tipo di fig. 1 (curva 1) e del tipo di fig. 6 (curva 2).

(*) *Revue Technique Philips*, marzo 1954, vol. 15, n. 9, pag. 279.

semplice) e di altrettanto risulta maggiore il raggio di curvatura degli ioni contenuti nel fascio catodico rispetto a quello degli elettroni per azione di un dato campo magnetico.

3 - Il campo del magnete della trappola ionica

L'angolo di deviazione del fascio elettronico può essere realizzato con campi magnetici di diversa distribuzione. Con riferimento alla fig. 3 si può dimostrare che, allorchè il campo magnetico rimane uniforme lungo l'asse x, essendo funzione unicamente di z, in virtù della (2) il raggio di curvatura delle traiettorie elettroniche non dipende che da z. Quindi attraversando il campo magnetico, le traiettorie elettroniche, se parallele, rimangono tali e le traiettorie dei diversi elettroni si deducono le une delle altre per traslazioni perpendicolari all'asse z.

Ammettiamo che il campo magnetico non dipenda unicamente da z, ma sia funzione anche di x e che per tutti i valori di z, il campo diminuisca nel senso delle x crescenti. E' il caso di fig. 3-b) nel quale, quando due elettroni 1 e 2 penetrano parallelamente in tale campo, la traiettoria 2 risulta meno incurvata della traiettoria 1 ed entrambe risultano convergenti.

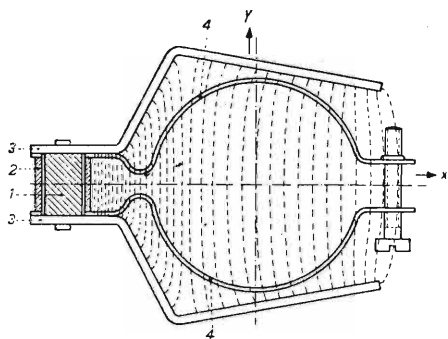



Fig. 6. - Magnete per trappola ionica di nuovo tipo e rappresentazione schematica delle linee di flusso. Il significato delle indicazioni numeriche é lo stesso di fig. 1.

Quando al contrario il campo magnetico aumenta nel senso delle x crescenti le traiettorie risultano divergenti, fig. 3-c).

Le considerazioni ora svolte provano che un campo unicamente dipendente da z, meglio di ogni altro conviene per la deviazione del fascio elettronico. La curva 1 di fig. 4 fornisce la variazione lungo l'asse x del campo dei magneti fin qui utilizzati (fig. 1). Come si vede, B varia grandemente in funzione di x. Nella direzione delle y il campo è quasi omogeneo nelle immediate vicinanze di z (curva 1 in fig. 5).

4. - Il nuovo tipo di magnete per trappola ionica

Per rendere il campo meno dipendente da x si pensò di modificare le espansioni polari del magnete permanente (fig. 6). Come è visibile, nella parte interessata, il traferro diminuisce linearmente con l'aumentare di x. Ciò determina un aumento del campo per x crescente tale da compensarne la diminuzione determinata dall'allungamento del percorso entro le espansioni polari delle linee di flusso. Poichè queste ultime escono, quasi perpendicolarmente alla superficie interna delle espansioni polari è evidente che nel primo tratto il campo non potrà essere omogeneo. Tuttavia la curva 2 di fig. 4 mostra quanto sia migliore il secondo magnete rispetto al primo. Il campo del nuovo magnete, misurato tra le espansioni polari, è un po' inferiore a quello dei magneti usuali; circa $35 \cdot 10^{-4}$ Wb/m² contro $50 \cdot 10^{-4}$ Wb/m². Comunque è più che sufficiente anche quando la tensione di accelerazione raggiunge il valore di 20 kV.

Nella fig. 7 sono rappresentati, uno di fianco all'altro i due magneti.

Il miglioramento dello spot in una valutazione soggettiva può ritenersi, nel rapporto da 7 a 8,5. Il milgioramento è quindi sensibile a parità di ogni altro elemento.

(*Trigger*).

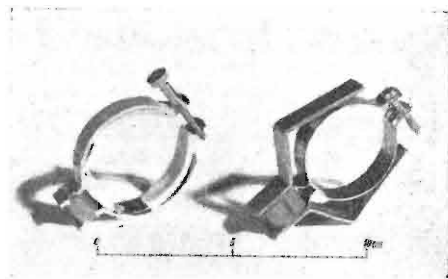



Fig. 7. - I due tipi di magneti per trappola ionica di tipo vecchio (a sinistra) e di tipo nuovo (a destra).

Una Nuova Curva di Incisione per le Registrazioni Fonografiche

Si ha notizia dalla stampa tecnica americana (*) che la Record Industry Association of America (RIAA) ha proposto alle compagnie americane ed è riuscita a fare adottare dalla maggior parte delle stesse una nuova curva di incisione per le registrazioni fonografiche. La nuova curva RIAA presenta il ginocchio di flessione a 500 Hz e coincide praticamente con la RCA Victor New Orthophonic. Anche la vecchia AES cade entro ± 2 dB per frequenze al di sopra di 40 Hz.

Ad oggi e per le incisioni future e per il rifacimento delle matrici che andranno man mano logorandosi, hanno accettato incondizionatamente la curva RIAA: la RCA Victor, Columbia, Mercury Records, London, Decca & MGM, con qualche riserva la Capitol, mentre la Westminster continuerà per il momento ad usare la vecchia NAB.

Diamo qui di seguito i valori esatti dei decibel riferiti alla frequenza di 1000 Hz per chi volesse tracciare per punti la curva RIAA:

15kHz	— 17.17 dB	4kHz	— 6.64 dB
14	16.64	3	4.76
13	15.95	2	2.61
12	15.28	1	0
11	14.55	700Hz	+ 1.23
10	13.75	400	3.81
9	12.88	300	5.53
8	11.91	200	8.22
7	10.85	100	13.11
6	9.62	70	15.31
5	8.23	50	16.96
		30	18.61

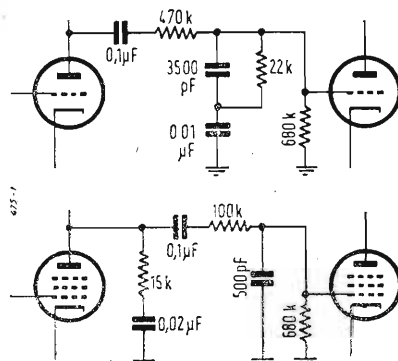



Fig. 1. - Circuiti equalizzatori RCA per la curva RIAA.

La RCA, da suo canto, suggerisce gli equalizzatori riportati in fig. 1 per la esatta compensazione della curva RIAA, nel caso di preamplificatore a triodi o a pentodi, rispettivamente.

*

(*) *Radio & Television News* « The curve that conforms », luglio 1954, pag. 49.

Disco Microsolco di Frequenza

La Decca Italiana S.p.A. comunica di avere pubblicato un disco microsolco di frequenza inciso a 33 ⅓ giri/min. Si tratta di un disco di 30 cm composto di due facciate identiche, su ognuna delle quali sono incise 20 zone (in gruppo di cinque) di frequenze costanti che vanno da 15 kHz a 40 Hz, partendo dall'esterno verso l'interno del disco.

Le caratteristiche di incisione corrispondono agli Standard Internazionali. I livelli di incisione alle varie frequenze sono i seguenti, con una incertezza di ± 0.5 dB:

15kHz	+ 12.5dB	5kHz	+ 5.9 dB
14	+ 13.1	4	+ 9.6
13	+ 12.9	3	+ 3.6
12	+ 12.0	2	+ 1.9
11	+ 11.5	1	0
10	+ 10.5	500 Hz	— 2.3
9	+ 10.1	250	— 6.6
8	+ 9.2	125	— 9.0
7	+ 8.7	60	— 11.7
6	+ 7.3	40	— 13.9

Si tratta di un disco inciso appositamente per permettere qualsiasi misura di AF e che perciò può essere molto utile sia nelle esperienze di laboratorio che nei collaudi di produzione di pick-up, amplificatori, altoparlanti, ecc.

Il disco è in vendita presso la sede della Decca Italiana al medesimo prezzo degli altri dischi della serie LXT microsolco.

*

a colloquio coi lettori

D *Ho sentito dire che il sistema di misura della sensibilità dei ricevitori intesa come valore del segnale modulato al 30%, richiesto per dare la potenza in uscita di 50 mW sia imperfetto. Perchè?*

R Il sistema di indicare come sensibilità di un ricevitore il valore del segnale in entrata necessario a dare una certa potenza in uscita pecca effettivamente di imperfezione e più precisamente di inesattezza in quanto non fornisce una vera e propria indicazione della sensibilità, ma esprime soltanto il guadagno complessivo di tutti gli stadi, senza peraltro fornire alcuna indicazione completa sull'attitudine del ricevitore stesso a ricavare segnali deboli.

E' infatti noto che nei circuiti e nelle valvole del ricevitore si origina un certo rumore di fondo o soffio, che è indipendente da cause esterne, e spesso sufficiente a dare un'uscita paragonabile a quella che si otterrebbe applicando all'ingresso un segnale di qualche microvolt.

Risulta quindi chiaro che nella definizione della «sensibilità» di un ricevitore, occorre tener conto di questo soffio.

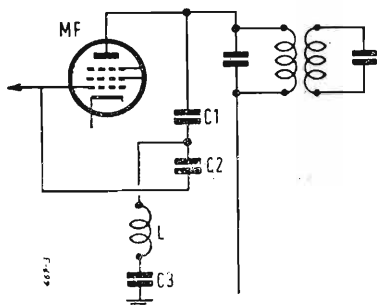



Fig. 1

Si è così introdotta una nuova definizione di sensiblità, intesa come il valore di un segnale modulato in ampiezza al 30% alla frequenza di 400 Hz, necessario per ottenere in uscita una potenza di 50 mW, con un rapporto segnale-disturbo non inferiore a 14 dB, pari a 5 volte in tensione. In altre parole, allorchè si effettua una misura di sensibilità, regolato il segnale di ingresso fino ad ottenere la potenza di uscita di 50 mW, togliendo la modulazione al segnale di ingresso, la potenza letta sul misuratore di uscita, dovuta ora al solo soffio, non deve essere superiore al 4% di quella che si leggeva con la modulazione presente. In caso contrario si dovrà ridurre l'amplificazione e ripetere la misura fino ad ottenere il rapporto suddetto .

(G. Borgonovo)

D *Possiedo un ricevitore del noto tipo AR 18 e non mi trovo eccessivamente soddisfatto della sua selettività. Vorrei sapere se esista qualche sistema per migliorarlo da questo punto di vista senza dover ricorrere al filtro a quarzo, e possibilmente senza dover aggiungere valvole.*

R Indichiamo qui un sistema che può dare un notevole incremento di selettività senza introdurre eccessive complicazioni costruttive. Come vi vede dallo schema di fig. 1, si tratta di realizzare un effetto di controreazione nello stadio amplificatore di MF. Il segnale presente nel circuito anodico del tubo di MF viene riportato sulla griglia attraverso i condensatori C_1 e C_2, il che provoca l'effetto di controreazione, analogamente a quanto si pratica comunemente negli stadi di bassa frequenza. L'incremento di selettività si ottiene grazie al circuito L-C_3, che risuona al valore esatto di media frequenza, presentando una impedenza teoricamente nulla. Per la media frequenza quindi, e solo per essa, non si avrà effetto di controreazione, mentre lo si avrà per tutte le altre, anche assai prossime. Tutto ciò si traduce in un aumento di selettività. Naturalmente i risultati saranno tanto migliori quanto più acuto sarà il picco di risonanza del circuito L-C_3.

(G. Borgonovo)

D *Dovendo costruire un misuratore di campo per la messa a punto di un'antenna direttiva per uso ridioantistico, vorrei qualche consiglio in merito.*

R Un simile misuratore può essere variamente realizzato, ma fondamentalmente consiste in un circuito accordato risuonante alla frequenza di lavoro, collegato ad un indicatore della tensione (o della corrente) di risonanza.

Con un circuito oscillante a costanti concentrate avremo un misuratore di tipo simile a quelli schematizzati in fig. 1, mentre facendo uso di circuiti a costanti distribuite avremo delle «antenne esploratrici», come in fig. 2.

Nelle varie realizzazioni occorre tener presente che allorquando si fa uso di rettificatori a cristallo, tipo 1N34, 1N21 e simili, per bassi valori di tensione di entrata, l'andamento della corrente rettificata in funzione della tensione alternata di alimentazione non è lineare, ma segue una legge approssimativamente quadratica.

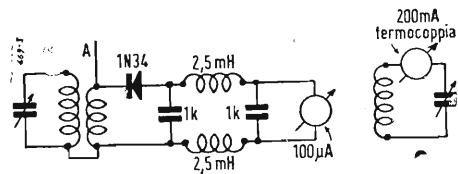
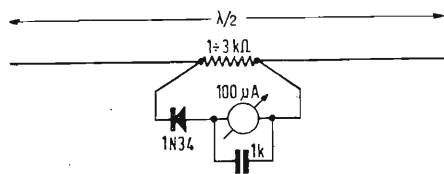



Fig. 1

Fig. 2 a)

Ne consegue quindi che se la deviazione dello strumento è da 2 a 4 non significa affatto che il campo sia aumentato di 2 volte.

Facendo invece uso di strumenti a termocoppia, dato che la lettura da essi fornita è proporzionale al quadrato della corrente circolante, le loro indicazioni sono direttamente proporzionali alla potenza.

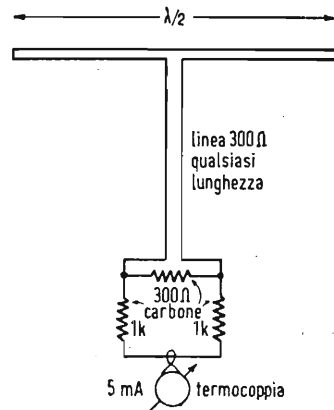



Fig. 2 b)

Indicando con P_1 e P_2 le letture in questi strumenti si dovrà applicare ad essi.

La seguente relazione per ottenere i dB richiesti:

$$dB = 10 \log P_1/P_2$$

Nel caso invece di strumenti lineari, per valori della tensione di alimentazione del cristallo rettificatore maggiori di 3÷5 V, adndo a V_1 e V_2 significato analogo e quanto detto sopra, si potrà scrivere :

$$dB = 20 \log V_1/V_2$$

La sensibilità degli apparati del tipo di fig. 1 potrà essere variata o agendo sul valore fondo scala dello strumento, o smorzando il circuito risonante, o meglio ancora, riducendo la lunghezza del filo A.

(G. Borgonovo)

R Rispondiamo al signor Siro Rezoaglio di Pavia. Egli si lamenta che, malgrado la più assidua ricerca di Radio Saigon non sia mai riuscito ad intercettarla.

Crediamo che esista un errore sostanziale: quando lei è a pranzo alle ore 14, a Saigon, sono le ore 21 e non le ore 7 del mattino.

Nei programmi da noi citati esiste già la conversione dall'ora locale (local time) alla nostra ora di Roma (G.M.T. + 1). Quando nella rubrica « sulle onde della radio lei legge: RadioSaigon trasmette dalle ore 12 alle 18.30 in Francese, vuol dire che lei aprendo il suo apparecchio alle 18, potrà ascoltare Radio Saigon che con una voce femminile dirà: Ici Radio Viètnàm la voix du Poste National de Saigon.

Il programma che le abbiamo pubblicato su « l'antenna » non è settimanale ma stagionale; quello pubblicato in Maggio, ad esempio, va bene fino ad ottobre.

Ad ogni modo Radio Saigon trasmette 18 ore su 24; al mattino cerchi l'onda attorno ai 19 m, al pomeriggio attorno ai 25 m, ed alla sera attorno ai 30 m. Su « l'antenna » avrà le ore precise ed i kHz esatti. Le nostre notizie sono sicure ed in moltisismi casi, come già constatato, in anticipo sulla grande stampa mondiale del ramo DX.

Antonino Pisciotta

assistenza TV

D *Abito in località marginale ed in ombra per ostacoli naturali che riducono sensibilmente il segnale e provocano immagini secondarie.*

Ho un televisore americano da 17" con antenna a 4 elementi posta sul davanzale della finestra.

Durante la stagione estiva ho ricevuto in modo soddisfacente, ma da qualche giorno la ricezione ha ripreso i difetti dell'inverno scorso: effetto neve, scarsa definizione, sdoppiamenti, ecc.

Che cosa mi consigliate? Quali pubblicazioni consultare sulle antenne?

E Pasquinelli — Laveno Mombello

R Un mutamento così sensibile delle condizioni di ricezione non può attribuirsi a fenomeni di propagazione al mutarsi della stagione.

Le cause della cattiva ricezione devono quindi ricercarsi o nel televisore ovvero nell'antenna.

Più probabile quest'ultima causa. Verifichi perciò bene lo stato dei morsetti di attacco della linea bifilare all'antenna, svitandoli e pulendo bene i contatti. Verifichi la continuità e l'integrità della linea: se questa si presenta screpolata ed annerita dalla polvere e sudiciume, la sostituisca. Nel caso che la sua linea di discesa sia in cavo autoadattante 150 Ω, potrebbe darsi che essa si sia riempita di acqua infiltratasi dall'estremità superiore non bene sigillata: il tal caso occorre smontare la linea, svuotarla dell'acqua mediante un soffio d'aria ad un'estremità (cosa che può fare benissimo presso una stazione di servizio per automobili) ed esporla al sole caldo per almeno due giorni consecutivi (oppure metterla in un essicatoio a 40 ÷ 50 gradi).

Procederà poi ad applicare all'estremità superiore uno speciale cappuccetto in «plexiglas» sigillato con mastice di politene fluido, controllando che non vi siano forature lungo la guaina protettiva esterna di polivinile.

Ci siamo dilungati su questo particolare perchè inconvenienti del genere sono molto frequenti.

Se l'antenna si trova poi in deplorevoli condizioni di conservazione, come purtroppo si verifica frequentemente, procuri di sostituire l'antenna.

Per sua notizia la informiamo che uscirà fra breve un libro sulle antenne TV pei tipi della Casa Editrice Il Rostro.

Se il difetto alla ricezione permane dopo aver verificato lo stato dell'antenna, occorrerà procedere ad una verifica dei circuiti del televisore. Molto probabilmente si tratterà di qualche valvola difettosa. Si consulti in questo caso con un buon tecnico specializzato in TV.

(A. Banfi)

D *Desidererei sapere quanto segue:*

(1) Come si stabiliscono le frequenze di taratura di un amplificatore video a 3 stadi del tipo intercarrier.

(2) Quali potrebbero essere usando valvole EF80 e rivelatore a valvola.

(3) Una striscia più chiara che appare alla sinistra dello schermo può essere dovuta a errata taratura del medesimo amplificatore video per televisori tipo intercarrier?

P. Raddi - La Spezia

R Abbiamo già illustrato in passato su questa rivista i criteri di progetto di un amplificatore a FI video con circuiti a sinfonia sfalsata (staggered).

Nel caso di un circuito a tre stadi una buona norma è di sintonizzare un primo stadio alla distanza di 7 MHz (lato suono) dalla portante video; un secondo stadio alla distanza di 2 MHz dalla portante audio (lato video): infine il terzo stadio sarà sintonizzato esattamente a metà banda fra i due precedenti.

Occorreranno però due «trappole» ai due estremi dell'intera banda FI di 5 MHz per conformare opportunamente i due fianchi della curva di risposta: molto critico il fianco lato audio.

La striscia chiara che Ella nota alla sinistra dello schermo, se come ci sembra dalla sua descrizione interessa verticalmente tutto il bordo dello schermo stesso, dipende unicamente da irregolarità presenti nella scansione orizzontale (mancanza di linearità ed « over-shoots »).

Con qualche capacità dell'ordine di 2 a 5 pF isolata a 5000 V. posta in parallelo ad una delle bobine deflessione orizzontale, ovvero con qualche resistenza di smorzamento inserita nel circuito di griglia della valvola finale (o con qualche altro trucchetto del genere) potrà rimediare al difetto.

(A. Banfi)

D *Tempo fa mi sono costruito un televisore con tubo catodico da 10 pollici che ha sempre funzionato bene. Ultimamente ho voluto provare a sostituire il tubo da 10" con uno da 21" ottenendo uno scarso risultato nel senso che l'immagine non copre tutta la superficie dello schermo ed è molto sbiadita.*

Che cosa mi consigliate?

A. Bruni Torino

R Da quando Ella ci espone risulta che gli stadi stadi deflettori del suo televisore non hanno sufficiente energia per deflettere il pennello elettrico del tubo da 21" è di 70° mentre i vecchi tubi da 10" avevano un angolo di 50 ÷ 60 gradi.

Inoltre la E.A.T. del televisore da 10 pollici non avrà superato il valore di circa 8 ÷ 10 kV, insufficiente per l'anodo di un tubo da 21 pollici.

Non le rimane quindi che sostituire il trasformatore d'uscita orizzontale con un altro moderno per 70° di deflessione e 15 ÷ 16 kV di E.A.T.) assieme al rispettivo giogo di deflessione pure per 70° e di impedenza adatta.

Adotti per valvola finale orizzontale una 6BQ6 od una 6AV5 con tensione anodica non inferiore a 300 V. Si procuri inoltre le necessarie, adatte bobine correttive di linearità e d'ampiezza.

Per la deflessione verticale non dovrebbe incontrare difficoltà dopo la sostituzione del giogo a 70°: tutt'al più potrebbe sostituire il trasformatore d'uscita con uno più adatto all'impedenza del nuovo giogo. Se la deflessione fosse insufficiente, aumenti la tensione anodica della valvola finale e dell'oscillatore verticale.

(A. Banfi)

La sezione di accordo a Radio Frequenza

Parte Terza

(*segue da pag.* 258)

Per la (38) la figura F è data da:

$$F = \frac{4 \,.\, 3160}{2600} = 4{,}77$$

corrispondete ad appena 6,79 dB.

Si vede qui l'efficacia della bobina di antenna, che provvedendo ad amplificare il segnale prima dello stadio RF, produce un miglioramento 14,23 — 6,79 = 7,44 dB. Sui canali bassi si riesce ad ottenere $F = 4$ dB usando la bobina di antenna, il circuito cascode amplificatore RF e lo stadio invertitore a triodo. (*continua*)

Sviluppi tecnici della T.V. in America

(*segue da pag.* 263)

scansione di quel determinato standard) sarà possibile realizzare una regolare scansione in tutto analoga a quella realizzata dallo «spot» elettrico sullo schermo dal tubo catodico comune.

A questa concezione brillantissima ha fatto seguito, dopo un intenso lavoro di laboratorio, un esemplare funzionante che ho potuto osservare con estremo interesse: lo schermo era delle dimensioni di un 21 pollici normale.

Se a ciò si aggiunge un circuito elettronico associato, realizzato con circuiti stampati comprendenti un certo numero di transistori, in modo da assumere un volume ridottissimo e tale da essere contenuto nella piatta base di sostegno del nuovo schermo suaccennato sistemato come uno specchio inclinabile da toilette, si arriva al nuovo rivoluzionario televisore pieno di immense promesse e possibilità.

Per esempio lo schermo potrebbe essere realizzato separatamente (collegandolo con un cavo multiplo ai circuiti del ricevitore) appeso ad una parete come un quadro comune, del quale d'altronde ha proprio l'aspetto. Anzi proprio per questo, il nuovo televisore così concepito è stato denominato P.O.W. (picture on the wall = quadro sul muro).

I prossimi mesi (od i prossimi anni) ci diranno certamente qualcosa in proposito.

piccoli annunci

TX 40 - fonia - 100 W - 26 valvole, funzionante completo, micro e Rx - cedo migliore offerente.

Scrivere: i1AMJ, Carlo Gambini - Cravena - Erba (Como).

Nuova Produzione della
ART

Presentare delle novità in campo radio, specie se di notevole portata, non è decisamente una cosa facile al giorno d'oggi; tuttavia la strada in questo campo è tutt'altro che terminata.

La rinomata ditta A.R.T. di Milano, Viale Certosa N. 34, ha ufficialmente presentato la sua nuova produzione per l'anno 1955. Nel passare in rassegna gli apparecchi presentati non si trova nessuna innovazione rivoluzionaria, nè d'altra parte la Ditta si presenta al pubblico con slogans del genere. Di fatto però le novità della nuova produzione non sono nè poche, nè di poco conto.

Oltre un modello di supereterodina portatile di piccole dimensioni ad alimentazione universale, la A.R.T. presenta tre tipi di radioricevitori, ciascuno in esecuzione normale e radiogrammofono.

Il tipo più economico della serie è un ricevitore supereterodina a 5 tubi più occhio magico e due gamme d'onda; il circuito è provvisto di un efficiente controllo automatico di volume e di una discreta potenza di uscita allo scopo di consentire una buona qualità di riproduzione.

Un altro modello è costituito dallo stesso telaio e dallo stesso circuito, ma con un gruppo di alta frequenza a 4 gamme d'onda. Gli stessi apparecchi vengono pure presentati in edizione radiofonografo del tipo sopramobile, equipaggiati con complessi giradischi a tre velocità prodotti dalla stessa A.R.T.

Tutti sono dotati di un ampio mobile in fine radica che oltre ad una piacevole linea estetica, ha funzioni di trasduttore acustico, con indubbio miglioramento della qualità di riproduzione nei confronti di apparecchi simili, ma provvisti di mobile di altro tipo.

Per gli utenti particolarmente esigenti e per gli amatori della musica riprodotta è stato creato un modello di qualità particolarmente elevata. Si tratta di un ricevitore con gruppo di alta frequenza a 4 gamme e circuiti di bassa frequenza appositamente studiati per una migliore resa. Inoltre è compresa la gamma marittima per cui il radioricevitore è di particolare interesse per le zone costiere in specie per quelle vicine a flotte pescherecci. Lo stadio finale è stato realizzato con un tubo di potenza a elevata pendenza che assicura una potenza di uscita di 4,5 W, provvisto di un sistema di controreazione particolarmente studiato che riduca al minimo le variazioni della curva di risposta. Lo stesso telaio può venire fornito con studio finale in controfase della potenza utile di 8 W.

Anche questo modello viene presentato in esecuzione radiofonografo sopramobile con complesso riproduttore a tre velocità e filtro di ingresso, nonchè in speciale esecuzione radiofonografo con bar, in mobile di grandi dimensioni.

Nel campo della televisione, oltre ai ben noti telericevitori con cinescoppio da 14 17 e 21 pollici, la A.R.T. ha presentato gli stessi tipi in edizione più perfezionata per gli utenti particolarmente esigenti.

Questi televisori sono provvisti di un maggior numero di stadi di alta e media frequenza, nonchè di circuiti audio di altissima qualità; la catena di bassa frequenza termina con un sistema bifonico a due altoparlanti.

I televisori da 17 e 21 pollici sono presentati pure in mobile consolle di grandi dimensioni, con incorporato nello stesso anche un radioricevitore a 5 tubi più occhio elettrico indicatore di sintonia e gruppo a 4 gamme, ed un complesso giradischi a tre velocità. Trattasi di un modello di gran classe, destinato ad accontentare anche il più esigente degli amatori.

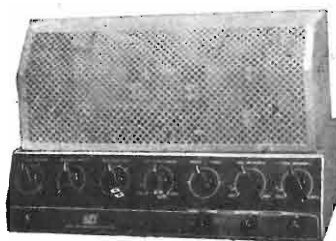
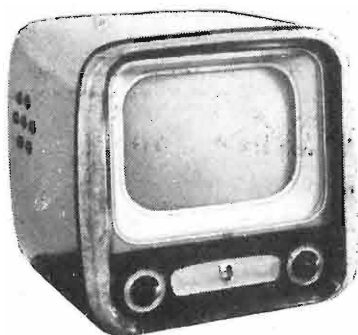
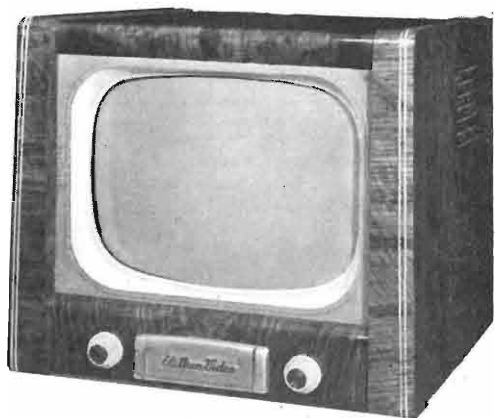
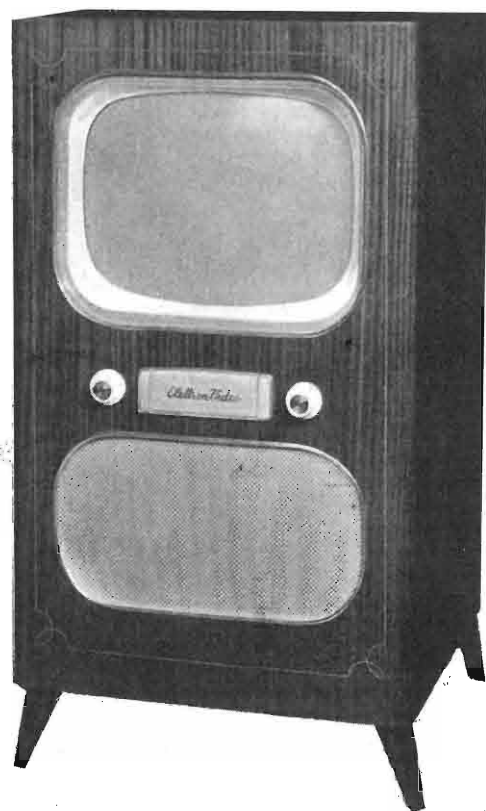
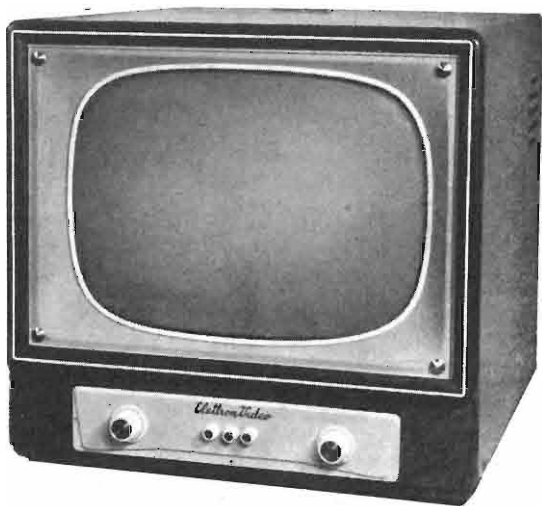
La raffinata presentazione degli apparecchi e la particolare competenza della Ditta nel ramo televisivo pongono senz'altro la produzione A.R.T. nella ristretta cerchia delle Case di maggiore importanza.

Anche nel campo dell'amplificazione di Bassa Frequenza la A. R.T. non ha voluto essere seconda ad altri, ed ha presentato due modelli di amplificatori di Bassa Frequenza che soddisfano la massima parte delle esigenze in questo settore.

Gli amplificatori presentati sono un modello da 10 ad uno da 30W di potenza di uscita. Quest'ultimo tipo impiega un circuito di rendimento particolarmente elevato, progettato e realizzato con tutte le cure necessarie per ottenerne il rendimento massimo. Sono previsti tre ingressi separati di diversa sensibilità, con miscelazione elettronica di tutte le entrate e regolatore generale di guadagno separato. La curva di risposta, lineare nel campo di frequenza compreso tra 50 e 1200CHz, può essere modificata in funzione delle particolari esigenze ambientali a mezzo di regolatori separati agenti rispettivamente sulle frequenze inferiori e superiori della gamma acustica.

Oltre che nel campo radio e televisivo la A.R.T. vanta una particolare esperienza anche in costruzioni di carattere professionale, quali complessi centralizzati di diffusione sonora, apparecchiature portatili e mobili riceventi e trasmittenti per usi speciali, ponti radio-telefonici, ecc.

Tutti questi prodotti, oltre a presentare nel loro insieme una serie di innovazioni e perfezionamenti tutt'altro che trascurabili, vengono pure posti in vendita al pubblico a prezzi eccezionalmente convenienti; questa sensibile riduzione di costi è stata resa possibile, oltre che da una perfetta organizzazione commerciale, anche da una particolare cura nella progettazione degli apparecchi, in modo da realizzare circuiti di massima efficienza e garanzia di funzionamento senza con questo portare i costi di fabbricazione a livelli eccessivi.

* * *

Mod. 20617/1 Midget

Mod. 22617/2 Consolle

Mod. 22621/1 Midget

Mod. 22621/2 Consolle

Mod. 22621/3 R Consolle con radio

ELETTRON-VIDEO - Corso Sempione 34 - Tel. 932.089 - **MILANO**

Società Italiana Apparecchiature Elettroniche

S. R. L.

SIAE

VIA P. SEVESO, 43 - **MILANO** - TELEFONO 603.061

GENERATORE DI ALTA FREQUENZA

Mod. 229 - B

Nuova esecuzione studiata per il servizio TV

Caratteristiche: Campo d'onda 300 Kc/s ÷ 120 Mc/s in otto gamme tutte in fondamentale.

Copre in II· armonica tutto il campo della TV fino a 240 Mc/s

Applicazioni: Allineamento di ricevitori ⊙ Marker per TV.

Particolareggiate caratteristiche a richiesta.

CONDENSATORI ELETTRICI PER TUTTE LE APPLICAZIONI

APPARECCHI RADIO E TELEVISIVI

MILANO - VIA PANTIGLIATE, 5 - TEL. 457.175 - 457.176

Pubblicreas-103-

Amplifono R3V

Valigia fonografica
con complesso a 3 velocità

Elegante

Economica

Leggera

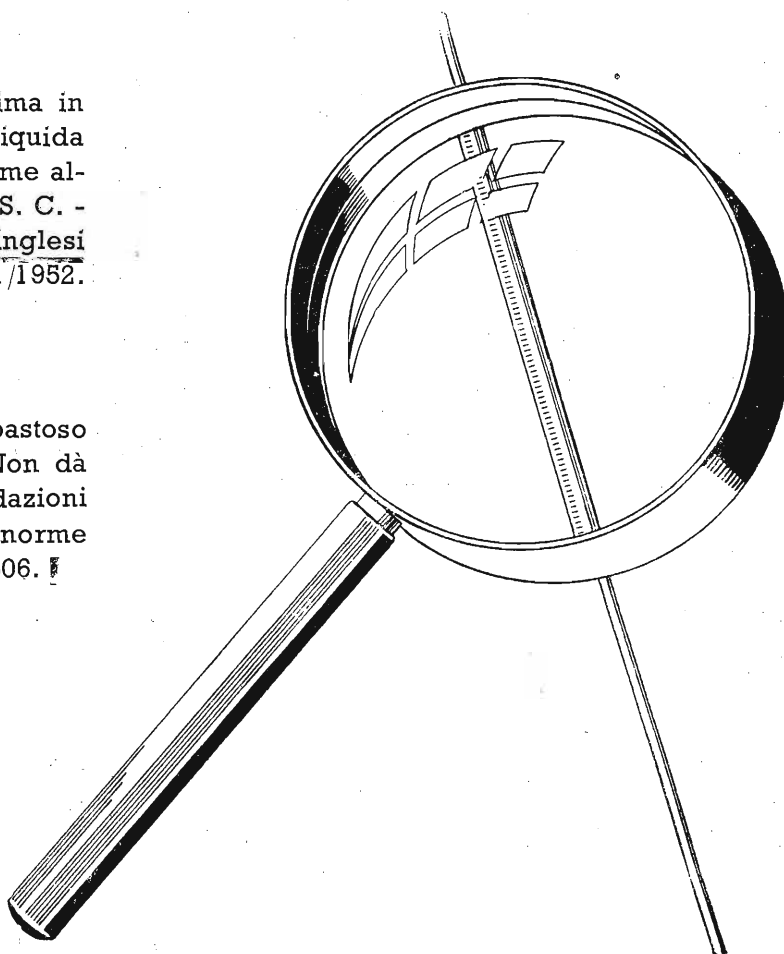
FARO: Via CANOVA, 37
MILANO Tel. 91.619

ENERGO ITALIANA

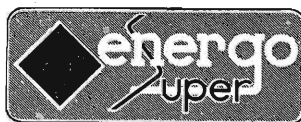
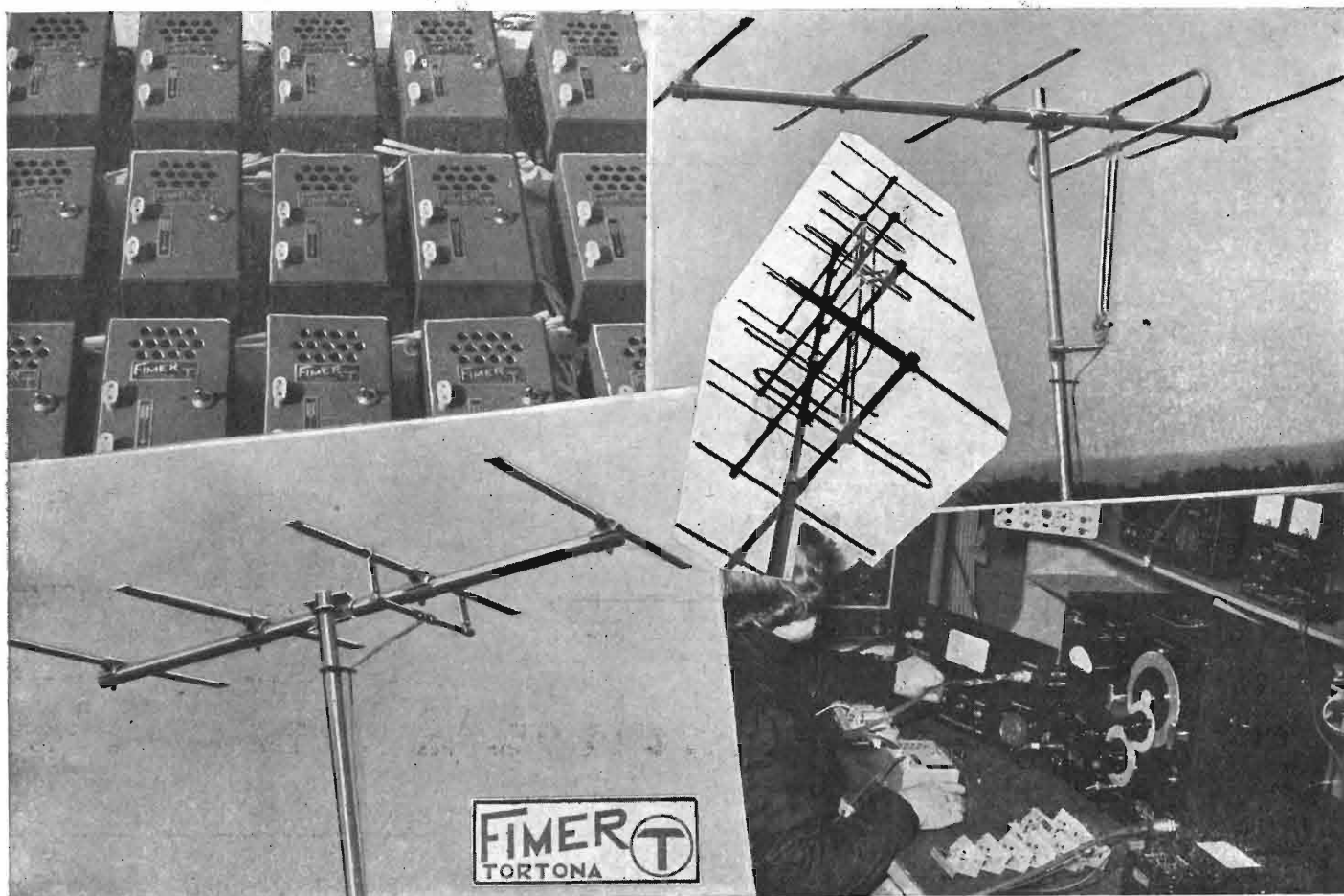
s. r. l.

Via Carnia, 30 - **MILANO** - Tel. 287.166

Fili Autosaldanti con anima in resina attivata - con anima liquida evaporabile - pieno. Conforme alle norme americane F. S. S. C. - QQ/S/571 b - e a quelle inglesi M.O.S./DTD 599 e B.B.S. 441/1952.

"Dixosal" dissosidante pastoso per saldature a stagno. Non dà luogo, col tempo, ad ossidazioni secondarie. Conforme alle norme americane F.S.S.C. - O.F. 506.

Saldature sicure solo con prodotti di qualità!

Il filo ENERGO è riconoscibile tra i prodotti similari in quanto presenta per tutta la sua lunghezza, una zigrinatura regolarmente depositata, quale marchio di fabbrica della SOCIETA' ENERGO ITALIANA.

FIMER
TORTONA

TORINO - Via Carena, 6
Telefono: N. 553.315

PRESENTA IL:

Telerama!

" Il TV che ognuno brama "

Compendio del Progresso Tecnico Mondiale

Chiedete prospetti della produzione di Radioricevitori e Televisori 1954-55

RAPPRESENTANZE ELETTROTECNICHE INDUSTRIALI
CORSO MAGENTA 84 - TELEFONO 49.62.70

RESISTENZE ELETTRICHE
IMPASTO
CHIMICHE
LACCATE
CEMENTATE
VETRIFICATE
SMALTATE
A FILO OSSIDATO
RESISTENZE FISSE E REGOLABILI

Cavi per impianti Televisivi

AUTOADATTANTI
COASSIALI
SCHERMATI

A richiesta si inviano cataloghi e listini

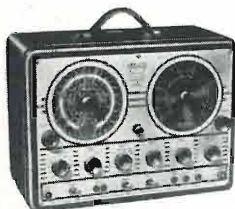
CAVI E CONDUTTORI ELETTRICI
FILI PER AVVOLGIMENTO
ELETTROISOLANTI

STRUMENTI DI GRANDE PRECISIONE

ELECTRICAL INSTRUMENT CO. - BLUFFTON, OHIO

PER L'INDUSTRIA ED IL SERVIZIO RADIO - TV

GENERATORE SWEEP con MARKER INCORPORATO

MOD. 3434 A

Generotore spozzoloto fino o 12 MHz Frequenze comprese tro 0 e 240 MHz divise in tre gomme Controllo per lo minimo distorsione deilo formo d'onda di sweep Alto uscita per l'ollineamento stodio per stadio. Marker stabilizzoto e con scolo o specchio per maggiore precisione. Frequenze divise in tre gomme: 3,5-5MHz; 19,5-30MHz; 29-50MHz in tondomentole; fino o 250MHz in ormonico Morker o cristollo per doppio bottimento Bottimento sullo curvo o "pip" o o "dip" Modulozione o 600 Hz sio sul cristollo che sul Morker per usore lo strumento quole generotore di borre

ANALIZZATORE UNIVERSALE

Mod. 625 NA.

Alto resistenzo interno Indice o coltello su scolo o specchio. 2 sensibilitò in cc.: 10000 Ohm V e 20 000 Ohm V. 10 000 Ohm V in co 39 compi di misuro. Tensioni continue tro 0 e 5000 V in 10 portote; tensioni olternote tro 0 e 5000 V in 5 portote; Misure di corrente tra 0 e 10 A. o 250 MV in 6 portote (1o portoto 50 microompere f s.) Misure di resistenzo tro 0 Ohm e 40 Mohm in 3 portote.

VOLTMETRO ELETTRONICO

Mod. 650

Alto impedenzo d'ingresso (11 Mohm) 32 compi di misuro: cc tro 0 e 1000 V in 7 portote; co. e RF. tra 0 e 500 V. in 6 portote; picco o picco tra 0 e 1400, in 7 portate; Ohm tra 0 e 1000 Mohm in 6 portate; Decibel riuniti in tobelle di riferimento Compo di frequenzo tro 15 Hz e 110 MHz. Zero centrole Commutotore unico.

OSCILLOSCOPIO 5"

Mod. 3441

Amplificazione verticale in push-pull per una migliore risposta di frequenzo. Larghezza di bando di 4 MHz per uno migliore reso in TV e negli usi industrioli. Sensibilità verticole pari o 0,01 V pollice ovvero 10 MV pollice. Uscito del dente di sego direttomente prelevabile dal pannello e utilizzobile come segnole di bosso frequenzo tro 10 e 60 KHz. Anolisi indistorto dell'onda quadro fino o 300 KHz per le opplicazioni elettroniche. Amplificozione orizzontole in push-pull e sensibilità pori o 0, 15 RMS pollice per porticolori opplicazioni industrioli Controllo diretto dello tensione picco o picco fino o 1000 V per un migliore e più rapido servizio in TV Controlli doppi per lo perfetto messa o fuoco su tutto lo schermo.

GENERATORE SWEEP

Mod. 3435

Usoto in connessione ad un buon generotore di segnoli moduloto in ompiezzo, riunisce in sé le coratteristiche del Mod. 3434 A.

WATTMETRO

Mod. 2002

Indico con lo mossimo precisione lo potenzo ossorbito do apporecchiature industrioli, applicozioni elettrodomestiche, ecc. durante il loro funzionamento sia in cc che in co tra 25 e 133 Hz Letturo contemporoneo ed indipendente su 2 scole distinte dell'ossorbimento e della tensione per il controllo della stessa sotto corico Ampio morgine di sicurezzo per il sovroccarico iniziole dei motori. Portote: 0-1500-3000 Wott cc. co. o 10 A. normole, 20 A. mossimo, 40 A. corico istontaneo. 0-130-260 V cc co.

SONDA MOLTIPLICATRICE PER A.T.

Mod. T79B-107

Utilizzobile per misure di tensioni fino o 50 KV c.c. in connessione al Voltmetro Elettronico Mod. 650

SONDA A CRISTALLO

Mod. 9969

Utilizzobile con l'oscilloscopio Mod 3441 per tracciore i segnoli degli stodi TV - Rodio MF - AF e per demodulore portonti modulote in ompiezzo comprese tro 150 KHz e 250 MHz.

DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA

PASINI & ROSSI - GENOVA

Via SS. Giacomo e Filippo, 31 (1° piano) - Telef. 83-465 - Telegr. PASIROSSI

TORINO - CGAR - Via Montevecchio, 17
MILANO - RADIOFRIGOR - Via F. Aporti, 16
REG. E. - A. RIGHI - Via Bell'Aria, 8
TRE VENEZIE - V. CARBUCICCHIO - V. Machiavelli, 13 Trieste
ANCONA - Rag. N. SACERDOTE - C.so Garibaldi, 22 b
ROMA - FALPO - Via dell'Arcadia, 7 B-2
CHIETI - Cav. V. AZZARITI - Via De Lollis, 2
NAPOLI - Dott. A. CARLOMAGNO - P. Vanvitelli, 10
CALABRIA - B. PARISI - C.so Garibaldi, 344 Reggio C.
CATANIA - Cav. F. PULVIRENTI & F. - Via Cosentino, 46
PUGLIE - Rag. C. GIORDA - Via Pigafetta, 3 Torino
SARDEGNA - A. COSTA - Via Sonnino, 106 Cagliari

THE GENERAL INDUSTRIES CO.

ELYRIA, OHIO, U. S. A.

COMPLESSO PER NASTRO - DISCO MOD. 250

Dimensioni; cm. 31 × 44 - Profondità sottopiastra cm. 10

REGISTRATORE - RIPRODUTTORE A NASTRO

Un'ora di registrazione - Doppia traccia - Avanzamento e ritorno rapidi - Cancellazione mediante magnete permanente - Velocità di avanzamento costante assicurata dall'effetto volano del piatto - Per bobine da 185 m - Velocità del nastro 3¾″ - Cambio nastro rapido - Eliminata la possibilità di rottura del nastro - Sicurezza contro le cancellazioni accidentali - Spegnimento automatico a fine nastro.

INCISORE - RIPRODUTTORE DI DISCHI

Incide dischi con diametro fino a 25 cm. a 78 giri - Riproduce dischi registrati e del commercio a 78 giri - Quando il braccio viene estratto, esso s'impegna in una vite senza fine, conferendo alla punta il migliore angolo per l'incisione - Per la riproduzione basterà far rientrare il braccio e sostituire la puntina.

Quando la piastra Mod. 250 è collegata ad un conveniente amplificatore, consente:

riversare dischi su nastro - Registrare da microfono su disco - Registrare da radio su nastro - Registrare da radio su disco - Riprodurre dischi - Riprodurre nastri.

Rappresentante esclusivo per l'Italia:

LARIR Soc. r. l. - MILANO - PIAZZA 5 GIORNATE 1 - TELEFONI 795.762 - 795.763